SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

3

LIRE 500

AUSTRIA	Sc. 24.90
BELGIO	Fr. Bg. 48
DANIMARCA	Kr. D. 6.65
FRANCIA	Fr. Fr. 4.70
GERMANIA	D. M. 3.85
INGHILTERRA	Sh. 6.10
ITALIA	L. 500
JUGOSLAVIA	Din. 725
LUSSEMB.	Fr. Bg. 48
MALTA	Sh. 6.10
NORVEGIA	Kr. N. 6.90
OLANDA	Fol. 3.50
PORTOGALLO	Esc. 27.60
SPAGNA	Pts. 57.70
SVIZZERA	Fr. S. 4.15

marzo / aprile 1968

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE
FIVRE

EDITORE:
J.C.E.

DIRETTORE RESPONSABILE:
ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione,
Ufficio Pubblicità:
V.le Matteotti, 66
20092 - Cinisello Balsamo - Milano
Tel. n. 9281801

Amministrazione:
Via Vincenzo Monti, 15
20123 - Milano

Selezione di Tecnica Radio TV
N. 3 Marzo 1968
Rivista mensile
edita per la divulgazione
dell'elettronica,
della radio e della televisione

Autorizz. alla Pubbl.
Trib. di Milano n. 4261
dell'1-3-1957 - Stampa: S.Ti.E.M.
20097 - S. Donato Milanese

Concessionario esclusivo per la
diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25
Tel. 6884251 - 20125 - Milano

Prezzo della Rivista L. 500,
numero arretrato L. 1.000

Abbonamento annuo L. 5.000,
per l'Estero L. 7.000.

I versamenti vanno indirizzati a:
Selezione di Tecnica Radio-TV
Via Vincenzo Monti, 15
20123 - Milano.
C/C Postale 3/40678.

Per i cambi d'indirizzo indicare
oltre naturalmente al nuovo
anche l'indirizzo precedente
ed allegare alla comunicazione
l'importo di L. 300,
anche in francobolli.

Editore: J.C.E.
Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI

Sped. in abb. post. Gr. III

Marzo 1968

SOMMARIO

Informiamo che la copertina del n. 1 si riferiva ad un particolare degli impianti Italsider realizzati dalla Società Italiana Telecomunicazioni Siemens

I LETTORI CI SCRIVONO

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

Sig. GUSSO P. - Napoli

Orologio elettrico alimentato a 50 Hz

In figura 1 è riportato il primo dei tre circuiti che interessano una apparecchiatura atta a fornire la frequenza di 50 Hz per alimentare un orologio elettrico, e si riferisce all'oscillatore a quarzo atto a generare una frequenza di 51,2 kHz. Esso è composto da due stadi amplificatori il cui segnale presente all'uscita del secondo stadio è riportato all'ingresso del primo tramite una rete di reazione costituita da un ponte di Meacham, comprendente in un suo ramo un cristallo di quarzo ed in quello opposto una lampada ad incandescenza per la stabilizzazione di corrente.

La tensione di uscita sinusoidale è applicata ad un terzo stadio amplificatore attraverso l'avvolgimento secondario n3 del trasformatore T2. Il cristallo può essere stabilizzato e protetto dalle variazioni di temperatura con un circuito di protezione ausiliario del tipo indicato in figura 4.

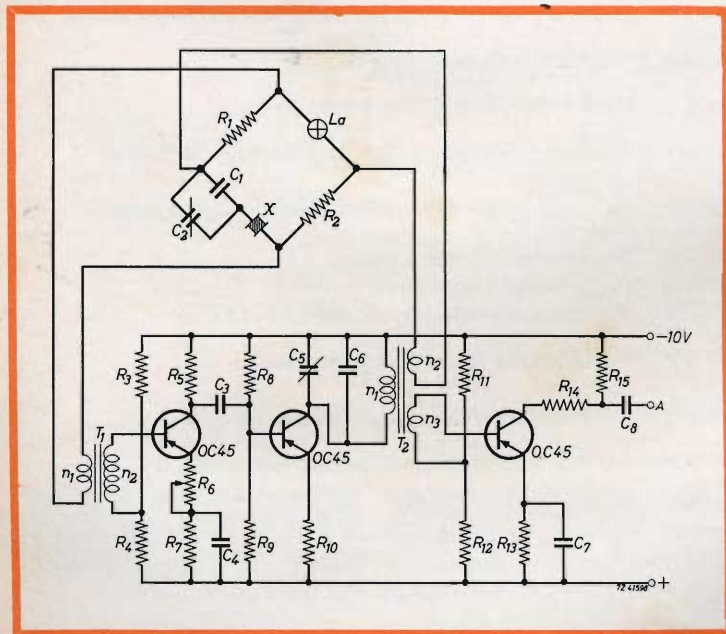
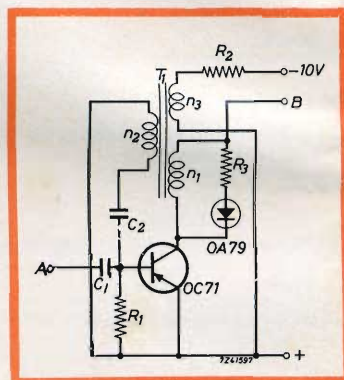



Fig. 2 - Generatore d'impulsi

Fig. 1 - Oscillatore a quarzo.

La frequenza di oscillazione, come detto, è di 51,2 kHz. In corrispondenza di questa frequenza il quarzo si comporta come una resistenza di valore bassissimo. Non appena il complesso tende a spostarsi da questa frequenza, a causa di qualche variazione di fase, il quarzo introduce immediatamente una correzione di fase in senso opposto che annulla tale variazione. Ne deriva che il circuito è in condizioni di poter funzionare solo su una data frequenza e, essendo la curva di risonanza del quarzo mol-

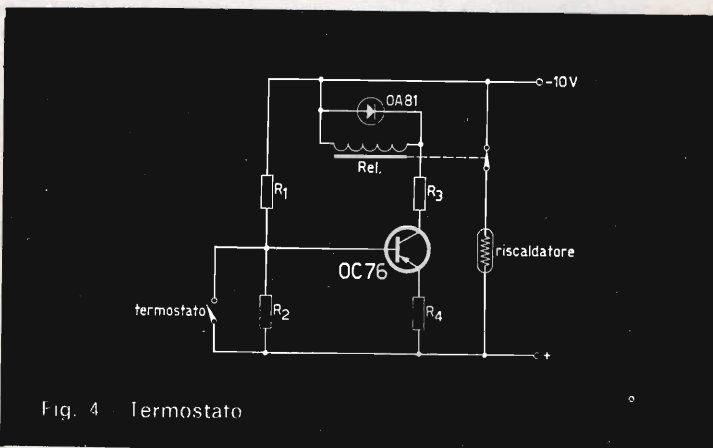
to acuta, non sono possibili che variazioni minime della frequenza stabilita.

Il segnale generato dal suddetto circuito viene avviato ad un generatore di impulsi, il cui schema è visibile in figura 2, avente il compito di trasformare i segnali sinusoidali in impulsi con un fronte di salita molto rapida che consente il pilotaggio di un multivibratore bistabile (flip-flop).

Non appena la semionda negativa del segnale supera un determinato valore il transistore, precedentemente bloccato, conduce facendo circolare corrente nell'avvolgimento n1 che induce un impulso negativo in n3 e mantenendo il transistore in conduzione fino a quando la semionda positiva del segnale di ingresso lo torna a bloccare.

A sua volta questo segnale è inviato a pilotare la catena dei flip-flop di cui alla figura 3. Ogni stadio di questa catena divide la frequenza per due cosicché dopo 10 stadi si otterrà una riduzione di frequenza di 2^{10} = 1024 Hz. Di conseguenza, essendo applicati all'ingresso degli impulsi aventi la frequenza di 51,2 kHz, in uscita si avrà una tensione ad onda quadra con frequenza di 50 Hz.

Per comprendere il funzionamento della catena dei flip-flop bisogna ricordare che all'istante iniziale il primo transistore, del primo stadio, ed il primo del secondo stadio, sono in conduzione.

Fig. 3 - Catena di flip-flop. (2 stadi)

Gli impulsi negativi di comando sono applicati agli emettitori dei transistori Tr1 e Tr2 del primo stadio.

La tensione base-emettitore di Tr1, che come detto è in conduzione, diviene in tal caso positiva di modo che questo transistore viene bloccato. Sul suo collettore si genererà perciò un impulso negativo che viene trasferito, tramite il condensatore C1, alla base di Tr2 portandolo in conduzione. Di conseguenza il potenziale di collettore di questo transistore si abbassa e l'impulso positivo così generato viene trasmesso dal condensatore C2 alla base di Tr1, accelerando il processo di interdizione.

Un secondo impulso negativo giungendo sull'emettitore di Tr1 causa un nuovo cambiamento di stato riportando Tr1 in conduzione e Tr2 in interdizione.

L'impulso negativo che appare ora sul collettore di Tr2 viene trasmesso dal trasformatore T1 al secondo stadio, il quale ripete il ciclo compiuto dallo stadio precedente ed infine trasmette un impulso negativo allo stadio che segue. Quindi all'uscita del decimo stadio si preleverà un impulso ad onda quadra uguale a $51,2/2^{10}$ kHz=50 Hz.

I valori dei vari componenti sono riportati qui di seguito.

Fig. 4 Termostato

Schema di figura 1:

R1 = 100 Ω, 1%; R2 = 470 Ω, 1%; R3 = 4.700 Ω; R4 = 1 kΩ; R5 = 1 k Ω; R6 = 250 Ω; R7 = 220 Ω; R8 = 4.700 Ω; R9 = 560 Ω; R10 = 390 Ω;

Fig. 7 - (a) Traiettoria di un raggio di elettroni nel caso in cui l'unità di deflessione venga posta nella giusta posizione (traiettoria in tratto pieno) e nel caso venga posta in posizione errata (traiettoria tratteggiata).
(b) Traiettoria di un raggio di elettroni nel caso il magnete per la purezza del colore venga posto nella posizione corretta (traiettoria a tratto pieno) e nel caso invece venga posto in una posizione sbagliata (traiettoria a tratto).
p = posizione del magnete per la purezza del colore. D = piano di deflessione in posizione corretta. D' = piano di deflessione in posizione errata.

però per ottenere questa « coincidenza » sono sempre necessarie delle correzioni aggiuntive. Ciò è dovuto al fatto che è materialmente impossibile mantenere questo valore dell'angolo di inclinazione (circa 1°) costantemente uguale per tutta una produzione di cinescopi. Le unità di convergenza (rispettivamente radiale e tangenziale) abbiamo visto che assicurano la perfetta sovrapposizione dei tre raster rispettivamente rosso, verde e blu su **tutta** la superficie dello schermo. Per ottenere ciò è necessario poter regolare **separatamente** la direzione di ciascun raggio di elettroni. Grazie a delle espansioni polari poste nella parte terminale di ciascun cannone elettronico (fig. 9), ciascun raggio di elettroni può essere spostato in direzione del raggio del collo del cinescopio (spostamento radiale). La fig. 10 indica gli spostamenti possibili cui possono essere soggetti i tre raggi.

Per assicurare « l'incontro » di questi tre raggi sulla superficie della maschera è necessario poter effettuare spostamenti in **quattro** direzioni. I raggi del verde e del rosso debbono infatti poter essere spostati radialmente in modo da incontrarsi sotto un angolo di 120°. Per portare su questo punto di intersezione anche il raggio del blu è necessario che quest'ultimo possa essere spostato non solo verticalmente (spostamento radiale) ma anche orizzontalmente (spostamento laterale o tangenziale). Per ottenere quindi la convergenza dei tre raggi è necessaria una

Fig. 8 - La purezza del colore può essere messa a punto mediante due anelli magnetizzati ruotanti l'uno su l'altro.

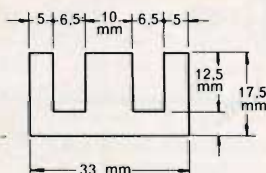
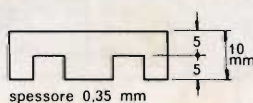
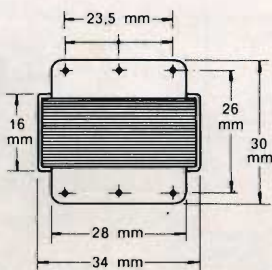
troppo questa prassi, per varie ragioni, non sempre è applicabile.

Qualora il disturbo avvenga per propagazione diretta fra abitazioni vicine fra loro esso può essere talvolta eliminato spostando il televisore in modo da interporre fra questo e l'apparecchio disturbante la massima distanza e cercando la posizione di minore interferenza. Se invece il disturbo si propaga tramite la rete, come sembra verificarsi nel suo caso, si può inserire fra la rete stessa ed il televisore, il circuito trappola al quale abbiamo fatto cenno più sopra.

Molto più difficoltosa è la eliminazione dell'inconveniente qualora la propagazione dell'oscillazione parassita avvenga per via aerea e sia captata dall'antenna ricevente. In questo caso non resta che alzare il più possibile l'antenna cercando di portarla fuori della zona d'influenza degli oscillatori FM. Naturalmeinte è indispensabile usare come discesa del cavetto coassiale la cui calza metallica dovrà essere messa a massa in modo sicuro, così come lo dovrà essere il sostegno dell'antenna. Agendo in tale senso l'interferenza dovrebbe senz'altro attenuarsi. Una eventuale ulteriore riduzione si potrà ottenere dirigendo l'antenna in modo da ottenere il minimo segnale interferente, per una ricezione TV buona, cercando cioè una posizione di compromesso, cosa che naturalmente non è possibile se il disturbo proviene dalla stessa direzione del trasmettitore televisivo.

Dott. A. MOSCATI - Perugia

Amplificatore a transistori

In figura 3 riportiamo lo schema completo di un ottimo amplificatore a transistori del tipo « single-ended » il quale consente di ottenere una potenza di uscita di 2,30 W su un carico di 8 Ω con l'impiego di transistori finali della MISTRAL tipo AC 180. Nel primo stadio è impiegato un transistore MISTRAL SFT 337 con bassa figura di rumore accoppiato in corrente continua al secondo stadio con un transistore MISTRAL SFT 353. La sensibilità e l'impedenza di ingresso ottenute, consentono di pilotare questo amplificatore con normali testine o microfoni a cristallo.

	A-B	C-D	E-F
N. spire	700	220	220
∅	0,2	0,2	0,2
Resist	24	9	9

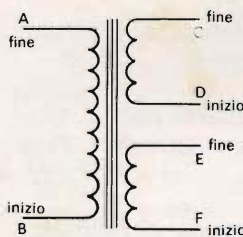



Fig. 1 - Dati costruttivi del trasformatore pilota.

Calcolo del trasformatore pilota

La corrente di cresta dei transistori finali è:

$$I_{c\,max} = \frac{E/_2 - V_{CEK}}{R_L + R_E} = 650 \text{ mA}$$

la corrispondente corrente di base (assumendo un h_{FE} minimo) è:

$$I_{B\,max} \cong \frac{650}{65} = 10 \text{ mA}$$

La tensione di picco richiesta al secondario, in queste condizioni, è:

$$V_m = I_{B\,max} \cdot (R_{11} + \beta R_E + R_{pol} + R_{sec}) - V_{BEO} \cong 2{,}15 \text{ V}$$

dove R_{11} (~ 150 Ω) è la resistenza d'ingresso del transistore finale, R_E resistenza sull'emettitore, R_{pol} (33 Ω) il parallelo delle due resistenze di polarizzazione, R_{sec} resistenza dell'avvolgimento secondario che assumiamo 10 Ω.

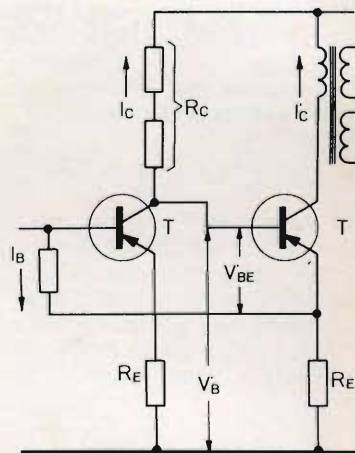



Fig. 2 - Stadio amplificatore.

Con lo stadio pilota operante in classe A, il massimo picco di tensione possibile sul primario del trasformatore è:

$$V' = E - V'_E - V'_K$$

Prendendo per V'_E un valore sufficientemente alto da permettere l'accoppiamento in continua tra preamplificatore e stadio pilota, per esempio 3,7 V, il rapporto di tra-

Massima potenza di uscita (D = 10%): 2,38 W

Distorsione a 2 W: 4%

Pu = 2 W : 245 mA
Pu = 2,38 W : 270 mA

Massima temperatura in funzionamento: 60 °C.

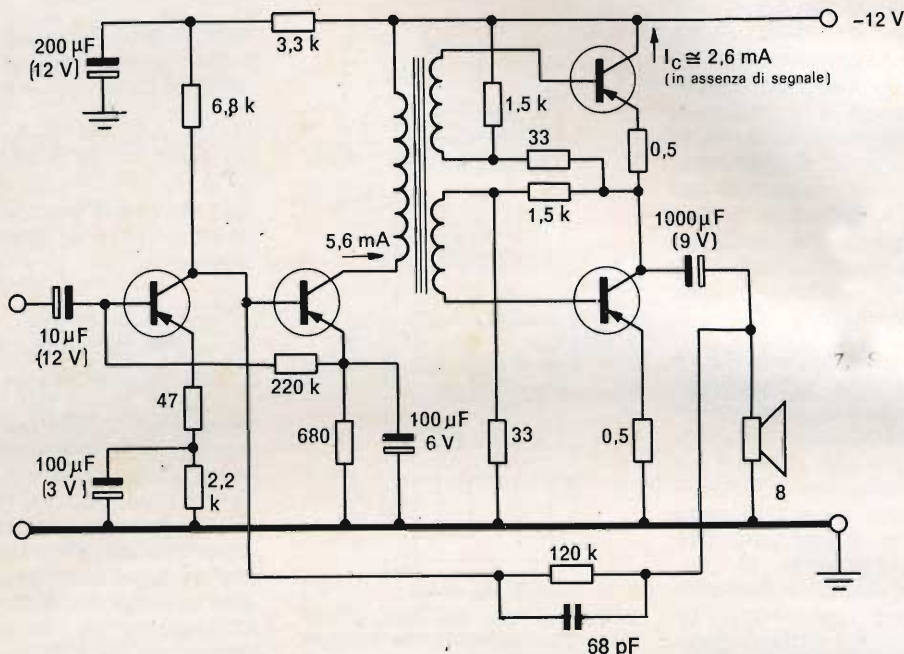



Fig. 3 - Schema elettrico di un amplificatore equipaggiato con transistori Mistral SFT 337, SFT 353 e due Ac 180, tipo « single-ended ».

sformazione del primario su metà secondario risulta:

$$n = \frac{V_1}{V_m} = \frac{8}{2,15} = 3,75$$

in pratica si è preso n = 3,1 per tenere conto delle inevitabili dispersioni che si hanno in produzione. Sulla base di questi dati si è costruito il trasformatore pilota i cui dati costruttivi sono illustrati in fig. 1.

Lo schema realizzato è riportato in fig. 3; i transistori finali sono stati montati su una piastra di 24 cm^2; le caratteristiche generali a 25 °C sono:

Tensione di alimentazione: — 12 V

Impedenza di carico: 8 Ω

Risposta in frequenza (— 3 dB): 55 ÷ 20.000 Hz

Resistenza di ingresso: 8.000 Ω

Sensibilità per
Pu = 500 mW: 2 mV
Pu = 2 W : 4,6 mV

Guadagno di potenza: 90 dB

Rumore (Rg = 10 k — 0 dB = 2 W): — 67 dB

Tasso di controreazione: 11 dB

Assorbimento di corrente totale:
Pu = 0 : 14 mA
Pu = 500 mW: 125 mA

Sig. CISOTTO R. - Padova

Amplificatore Hi-Fi

Lo schema dell'amplificatore descritto a suo tempo sulla rivista è esatto. Se la tensione di 55 V è stata riscontrata a vuoto essa può definirsi normale se invece essa è stata misurata sotto carico ciò significa che è stato commesso qualche errore costruttivo. Probabilmente il trasformatore non è stato calcolato in modo esatto di modo che la sua tensione di uscita è superiore ai 38 V richiesti.

Nel primo caso potrà otte-

nere una sensibile riduzione della tensione diminuendo la capacità del condensatore elettrolitico (portandola ad esempio a 2.000 μF).

La sezione preamplificatrice avrebbe dovuto essere collegata all'amplificatore che è stato descritto nello stesso articolo e che naturalmente era già stato sperimentato.

L'attenuatore da lei proposto dovrebbe rispondere alle esigenze. Comunque qualche lieve modifica potrà essere apportata in sede sperimentale. I due diodi originali sono sostituibili dai tipi OA 210 o BY 114.

Per quanto concerne l'alimentatore stabilizzato, al quale fa riferimento, e descritto sul n. 6/1967, la sua tensione di uscita può ritenersi valida anche per le sue esigenze. Infatti la differenza fra 30 e 34 V è da considerarsi nei limiti ammessi, tanto più che la tensione di entrata può essere mantenuta su 32 V. Comunque nello stesso numero è stato pure descritto un altrettanto valido alimentatore stabilizzato il quale consente di avere a disposizione delle tensioni stabilizzate comprese fra 0 e 50 V (2 A) con entrata a 220 V.

Tenga presente che non possiamo rispondere a troppe domande contemporaneamente in relazione al numero elevato di richieste che ci pervengono giornalmente.

Sig. C. FONTEBASSO

La Spezia

Altoparlanti Isophon

Per la nuova serie POWER SOUND degli altoparlanti Isophon sono sufficienti i brevi schiarimenti che seguono.

La principale caratteristica delle casse acustiche per detti altoparlanti è la perfetta chiusura ovvero, secondo un termine internazionale recentemente entrato in uso, devono essere casse « compact ». Per la loro costruzione, occorre quindi avere molta cura nell'incollare solidamente i pezzi fra loro.

La tabella seguente indica i volumi e le quantità di lana di vetro per l'imbottitura dei vari altoparlanti di detta serie:

TABELLA 1

Boomer	Tweeter	Volume del cassone (litri)	Quantità di lana di vetro (g)	Potenza nominale (W)
BPSL 100	—	3,5	30	5
BPSL 130	—	6,5	40	6
PSL 130	HMS 8	5	40	12
PSL 170	HMS 8	10	80	15
PSL 170	HMS 1318	10	80	15
PSL 203	HMS 1318	20	160	20
PSL 245	HMS 1318	40	320	20
PSL 300	HMS 1318	60	480	25

La lana di vetro è a catalogo G.B.C. col numero US/700.

TARIFFE ESTERE

ARGENTINA	Pesos 135
AUSTRALIA	Sh. 12.10
BRASILE	Crs. 1.200
CANADA	$ Can. 1.20
CILE	Esc. 1.35
EGITTO	Leg. 0/420
ETIOPIA	$ Et. 2.35
GIAPPONE	Yen. 346.80
ISRAELE	L. I. 3.30
LIBIA	L. Lib. 0/345
PARAGUAY	Guar. 120
PERU'	Sol. 42.85
SUD-AFRICA	R. 0.80
TURCHIA	L. T. 8.70
URUGUAY	Pesos 10.45
U.S.A.	$ 1.60
VENEZUELA	Bs. 6.60

UN IMPIANTO COMPLETO

Hi-Fi ad un prezzo

numero 1 **amplificatore stereo « Miraphon » - Potenza d'uscita totale: 18 W - Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz ∓ 1 dB - Sensibilità pick-up magnetico: 2 mV; ausiliario: 250 mV.**

numero 1 **cambiadischi stereo « ELAC » a quattro velocità, completo di cartuccia tipo KST 106.**

numero 2 **diffusori A/800 - Potenza nominale: 10 W - Risposta di frequenza: 30 ÷ 15.000 Hz, con 1 woofer ed 1 tweeter ciascuno.**

LIMITAZIONE DI VOLUME NEI SISTEMI AUDIO

BASSA FREQUENZA

Vengono esaminati i requisiti fondamentali cui devono soddisfare i sistemi di diffusione sonora, e le caratteristiche dei compressori di volume che servono ad ottenere livelli di uscita quasi costanti.

Il funzionamento dell'orecchio umano è tale per cui esso può percepire sia il fruscio delle foglie durante la brezza notturna di una notte di estate sia il tremendo sibilo di un aviogetto a breve distanza. La differenza di intensità tra questi due tipi di rumore è enorme: un trilione di volte pari ad una dinamica, come si dice tecnicamente, di 120 dB. Nonostante quest'ampia dinamica, l'orecchio ci consente di percepire i rumori senza distorsione e senza sovraccarico.

Sfortunatamente i circuiti elettronici non possiedono le medesime proprietà dell'orecchio umano. La dinamica massima di un sistema ad alta fedeltà è di 60 dB, un rapporto di 1.000.000 di volte. I circuiti elettrici per telecomunicazioni hanno la dinamica più bassa: circa 20 dB, che corrisponde ad un rapporto di 100 volte.

Molti sistemi spacciati per « Alta Fedeltà » presentano una dinamica compresa tra i 20 ed i 60 dB.

È molto facile sovraccaricare un amplificatore e, quando ciò si verifica, ne risulta una notevole distorsione del suono. Ecco perché su tutti gli amplificatori è incorporato un regolatore di volume. La regolazione manuale del volume di un amplificatore serve di solito ad eliminare le distorsioni più evidenti ma non consente di raggiungere l'optimum di prestazioni, per i seguenti motivi:

(1) il volume deve essere regolato in modo da consentire la riproduzione, senza distorsione, dei passaggi più forti musicali, ciò significa che in genere il volume di uscita deve essere abbastanza basso. (2) Se il volume di uscita è troppo basso esso non ci consentirà di ascoltare i « piano d'orchestra ». (3) Se il volume è in posizione intermedia, non si fa in tempo a regolare la sensibilità durante la riproduzione dei picchi improvvisi d'orchestra e ne consegue distorsione. Si rende allora necessario l'impiego di un circuito regolatore automatico del volume che riduca quest'ultimo durante i picchi orchestrali e l'aumenti invece durante la riproduzione dei « piano d'orchestra ».

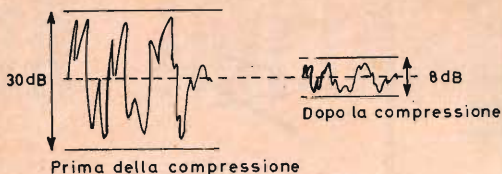



Fig. 1 - Livelli di segnale prima e dopo la compressione.

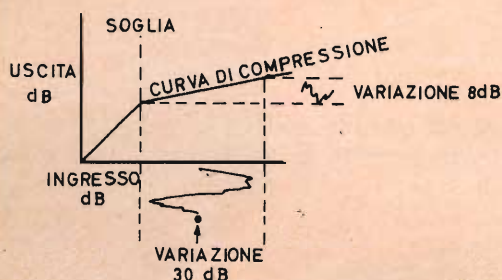



Fig. 2 - Comportamento non lineare del compressore di volume.

Requisiti delle apparecchiature acustiche

I requisiti fondamentali cui debbono soddisfare gli amplificatori per diffusione sonora e le apparecchiature per musica di fondo sono essenzialmente quelli di assicurare un volume costante di uscita senza compromettere le caratteristiche di banda passante e distorsione dell'amplificatore, ciò allo scopo di disporre di un livello di uscita musicale che non interferisca col livello di conversazione (per diffusori di musica di fondo) e di ottenere un livello d'uscita di parola costante (per i sistemi di diffusione sonora) tale da evitare inneschi e reazione tra gli altoparlanti ed i microfoni collocati all'aperto o in un salone.

Il compressore o amplificatore CAV

Un circuito compressore serve essenzialmente a ricevere segnali di ampiezza variabile fino a 30 dB fornendo in uscita segnali che non variano più di 8 dB (vedi fig. 1). Ciò è ottenuto includendo nell'amplificatore uno stadio a guadagno variabile comandato dallo stadio di uscita dell'amplificatore medesimo.

Grazie a questa tecnica si ottiene una caratteristica ingresso-uscita non lineare (vedi fig. 2). Si noti come il volume di uscita normale si trovi nel tratto inter-

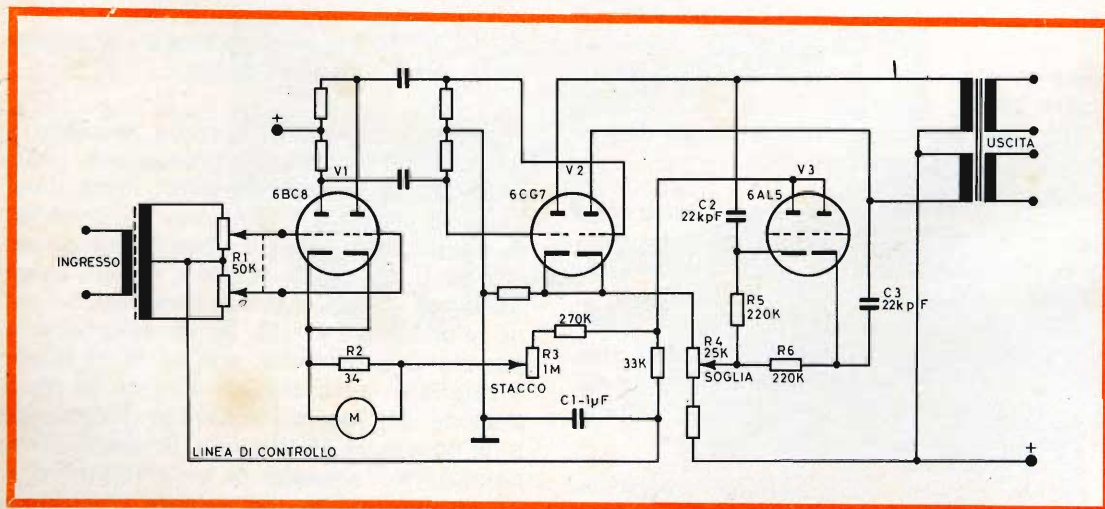



Fig. 3 - Tipico circuito di un compressore di volume.

medio della curva di compressione. Ciò significa amplificare in minor grado i segnali intensi e di amplificare maggiormente i segnali deboli.

Il tempo di attacco del compressore, cioè la costante di tempo necessaria al circuito per comprimere i segnali forti è di circa 24 millisec., sufficiente per gli usi pratici in quanto solo ben pochi picchi transistor riescono a passare senza compressione con questa costante di tempo. Il tempo di stacco del compressore, cioè la costante di tempo necessaria per ripristinare la massima sensibilità dell'amplificatore è in genere assai più lungo (oltre 1 sec.), regolabile a seconda del tipo di suono da riprodurre. In genere, per il parlato e la musica leggera si preferisce un tempo di stacco breve, mentre per la musica classica si preferisce un tempo di stacco lungo.

Descrizione di un circuito compressore

La fig. 3 illustra un circuito compressore tipico. Lo stadio finale V2 di uscita è costituito da una coppia di valvole in push-pull per minimizzare la distorsione introdotta dalla non linearità della caratteristica di compressione, dalla variazione rapida delle tensioni di polarizzazione e di alimentazione. R1 stabilisce il livello di segnale di ingresso allo stadio CAV a guadagno variabile V1.

La valvola V2 a guadagno fisso pilota il push-pull di uscita e parte del segnale di pilotaggio dello stadio finale perviene tramite C2/C3 al catodo di V3. R4 stabilisce il livello di soglia in cui inizia il fenomeno della comprensione, cioè il punto di interdizione del diodo mediante l'applicazione di una tensione positiva di polarizzazione sul catodo tramite R5/R6. Quando il segnale dell'amplificatore supera questo valore di polarizzazione, V3 conduce fornendo una tensione CAV alla linea di controllo. C1 ed R3 costituiscono la costante di tempo di stacco, regolabile per mezzo di R3 tra 0,3 ed 1,3 sec. (la costante di attacco è invece fissa come anzidetto. Lo strumento ai capi di R2 legge la corrente di V1, cioè fornisce una indicazione del livello di compressione.

I circuiti compressori CAV possono essere di tipo più elaborato od anche completamente transistorizzati. Non ci dilunghiamo in questa sede, rimandando il lettore alla consultazione di qualche buon manuale su circuiti di amplificazione di bassa frequenza ed associati.

Su richiesta delle Poste brasiliane, è stato ordinato un nuovo sistema di trasmettitori per il servizio di trasmissione messaggi che copre 2.000 km fra le città di Belo Horizonte (nello stato di Minas Gerais) e di Recife (Pernambuco) via Salvador. Si tratta di una importante sezione della prevista rete brasiliana a lunga distanza, collegata in parte ad un grande progetto internazionale noto con il nome di « Tronco translatino », che costituirà un sistema di trasmettitori estendentesi su tutta l'America del Sud.

Per questa importante parte del complesso progetto, le Poste brasiliane hanno scelto un recentissimo modello di trasmettitore, un apparecchio completamente transistorizzato da 6 GHz. L'apparecchiatura telefonica relativa al ponte-radio è già stata sperimentata con successo lungo linee che coprono grandi distanze.

Su un canale di trasmettitori di non meno di 48 stazioni, sarà possibile trasmettere contemporaneamente novecento chiamate telefoniche, o un programma televisivo sonoro, in due direzioni. Ne risulterà notevolmente accresciuta la capacità di collegamenti fra i due grossi centri suddetti; sino ad oggi il servizio di trasmissioni messaggi era affidato alla radio ad onde corte.

Si prevede che il progetto, comprendente apparecchiature del valore di un miliardo e novecento milioni di lire, sarà realizzato entro il 1969 e potrà entrare in funzione nello stesso anno.

BASSA FREQUENZA

AMPLIFICATORE B.F. DA 1,4 W/7,5 V CON CIRCUITO INTEGRATO TAA 263

Viene descritto un amplificatore per B.F. da 1,4 W/7,5 V caratterizzato dal fatto che il preamplificatore e lo stadio pilota sono costituiti dal circuito integrato TAA 263. La potenza d'uscita di 1,4 W (d = 10%) è ottenuta su un carico di 3 Ω con l'impiego di transistor complementari tipo AC 187/188. Il circuito di entrata dell'amplificatore, ad elevata impedenza (300 kΩ circa), è adatto per essere pilotato con un fonorivelatore a cristallo.

L'amplificatore integrato TAA 263, costituito da tre transistor accoppiati in c.c., è previsto per essere alimentato ad una tensione nominale di 6 V (massima 8 V), può sopportare una corrente di uscita massima di 25 mA e presenta, caricato con 150 Ω, a f = 1 kHz, un guadagno di trasduzione di 77 dB.

Sulla base dei dati di dispersione relativi al guadagno di corrente dei transistor finali, si è fissato a 12 mA il valore della massima corrente di riposo nel transistor pilota.

Scegliendo per il TAA 263 un carico di 330 Ω si ottiene, con una corrente di riposo di 12 mA, una tensione al collettore circa metà della tensione di batteria, come richiesto dallo stadio finale. Il TAA 263 può quindi pilotare uno stadio di potenza costituito da due transistor complementari AC 187/188 funzionanti in classe B.

In queste condizioni si ottiene, con una tensione di alimentazione V_{BB} = 7,5 V, una potenza di 1,4 W al 10% di distorsione su un carico di 3 Ω.

Nelle stesse condizioni, all'inizio della limitazione di corrente, la potenza risulta di 1 W. Per potenze minori di 1 W la distorsione risulta dell'ordine dello 0,6%.

Un sensibile vantaggio offerto dalla realizzazione del preamplificatore in forma integrata è la compattezza e la autoschermatura del circuito che riduce automaticamente le eventuali tensioni di ronzio captate per induzione.

La polarizzazione del primo transistor del TAA 263, e quindi di tutta la catena di amplificazione, è ottenuta mediante una rete di controreazione derivata dal punto A (vedi fig. 1).

In tal modo si ottiene il duplice scopo di assicurare la necessaria corrente di riposo e di rendere l'amplificatore stabile rispetto ad eventuali variazioni dei parametri dei transistor.

La rete di controreazione è costituita da due parti: controreazione in continua e controreazione in alternata. La prima è determinata dalla corrente di polarizzazione del primo transistor del TAA 263 e deve essere sufficientemente elevata in modo da garantire la stabilità del punto di lavoro dei diversi stadi. Il trimmer da 1 MΩ assicura la scelta dell'esatto punto di funzionamento.

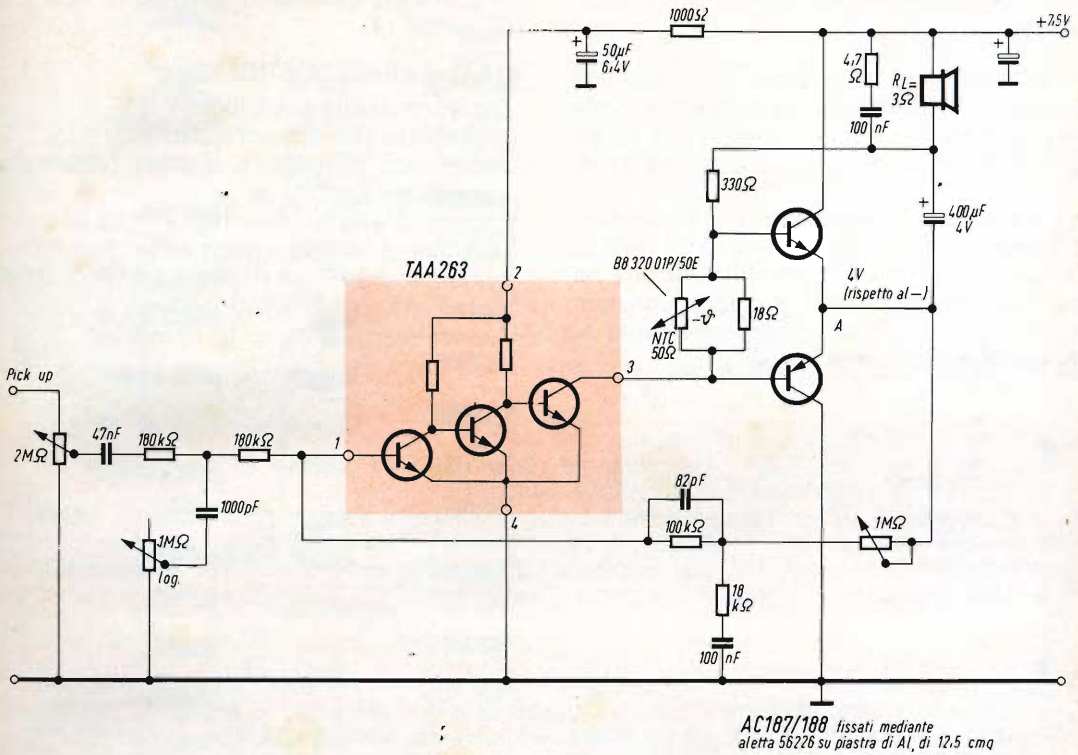



Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore BF da 1,4 W/7,5 V; nel riquadro il circuito integrato TAA 263.

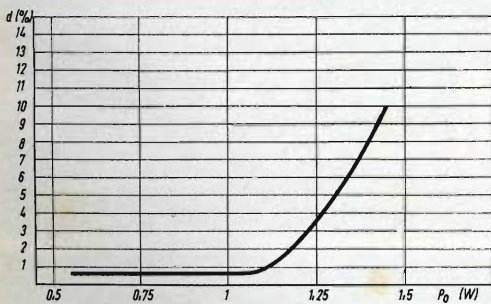



Fig. 2 - Rappresentazione grafica della distorsione totale del circuito.

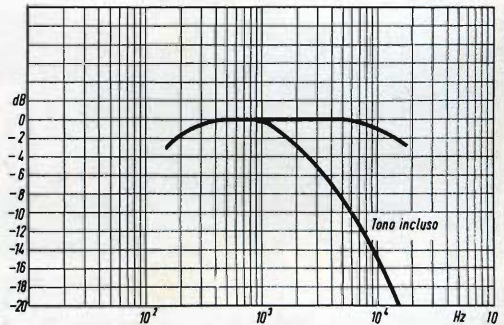



Fig. 3 - Curve di banda passante con e senza la regolazione dei toni.

La controreazione in alternata è determinata dalla necessità di diminuire la distorsione e contemporaneamente limitare la risposta in frequenza entro i limiti desiderati.

In particolare il gruppo $R_1 = 100\ k\Omega$, $C_1 = 82\ pF$, determina la frequenza di taglio superiore, mentre il gruppo $R_2 = 18\ k\Omega$, $C_2 = 100\ nF$ determina quella inferiore.

Il filtro sull'alimentazióne del preamplificatore, costituito dal gruppo $R_3 = 1000\ \Omega$, $C_3 = 50\ \mu F$ elimina le oscillazioni che potrebbero autogenerarsi per una riduzione della tensione di alimentazione dovuta ad invecchiamento della batteria.

Per compensare la parte induttiva dell'impedenza offerta dall'altoparlante alle frequenze più elevate, è stato collegato, in parallelo ad esso, il gruppo $R_4 = 4,7\ \Omega$, $C_4 = 100\ nF$.

DATI CARATTERISTICI

Tensione di alimentazione: 7,5 V
Impedenza dell'altoparlante: 3 Ω
Impedenza d'ingresso: 300 kΩ (volume al massimo)
Potenza d'uscita (d = 10%): 1,45 W
Tensione d'ingresso per 1,45 W: 300 mV
Tensione di rumore rispetto 1,45W: —50dB
Assorbimento a 1,45 W: 300 mA
Assorbimento a $P_{RL} = 0$: 12 mA

★ ★ ★

Come è noto, nel 1966 l'Assemblea dei Soci dell'ANIE decise di sospendere per quell'anno le manifestazioni fieristiche autunnali.
Ora, in seguito ad un riesame della situazione che si è venuta determinando, l'ANIE è tornata sulle proprie decisioni ed ha confermato l'annualità della rassegna.
Per il 1968 ci sarà un anticipo sulla data tradizionale: anzichè dal 7 al 15 settembre la manifestazione si svolgerà dal 1° all'8 settembre.

La Svizzera, dopo le Olimpiadi di Grenoble, ha sospeso le trasmissioni TV in colore. In un certo senso, esse sono state un banco di prova, fornendo ai tecnici la possibilità di effettuare varie osservazioni sul funzionamento per cui, dopo opportune messe a punto, le trasmissioni TVC svizzere saranno ripristinate nel settembre prossimo.

I PROBLEMI SUL TAPPETO

Riportiamo, in larga parte, la relazione del Consiglio di Gruppo dell'A.N.I.E. sull'attività svolta nel biennio 1966/1967.

Premesso che il biennio ha avuto due fisionomie ben diverse, la relazione prosegue nel modo seguente: mentre nel 1966 si è registrato un andamento positivo in quanto oltre al mercato interno anche le esportazioni hanno mantenuto livelli soddisfacenti, il 1967 sin dal primo semestre ha denunciato una flessione che è andata sempre più aggravandosi fino ad accusare, nell'ultimo bimestre, sintomi veramente preoccupanti.

Le cause determinanti e concomitanti di questa situazione, a seconda dei punti di vista, possono essere addebitate sia al problema della **televisione a colori ancora insoluto**, sia alla politica commerciale adottata dal settore industriale, sia ad una più accanita concorrenza da parte dei **produttori esteri** e, da ultimo, ad un certo grado di saturazione raggiunto in alcune specifiche zone dall'utenza televisiva.

Questi fenomeni hanno determinato una riduzione dei ricavi, sicché anche se la quantità della produzione calcolata a numero può avere mantenuto complessivamente all'incirca gli stessi livelli del 1966, certamente **il fatturato è decisamente diminuito**.

Il Consiglio di Gruppo si presenta alla scadenza del suo mandato con questa situazione e con previsioni tutt'altro che rosee.

La sua attività si è indirizzata nel biennio testé scaduto a favorire e ricercare tutte quelle iniziative necessarie ad evitare che la prevista situazione sfavorevole si risolvesse nel minore dei mali per le Associate.

Il problema comune che ha polarizzato tutti gli sforzi è stato senz'altro quello della televisione a colori.

Nella precedente Assemblea, tenutasi il 21 aprile 1967, si preannunciò la redazione di un apposito « Libro bianco » per puntualizzare e chiarificare la posizione dell'industria nei confronti di tale problema che era stato travisato e volutamente confuso da tutti coloro che avevano ritenuto di poter esprimere un proprio giudizio sull'argomento. Tale volume; diffuso in tutti gli ambienti politico-economici e di Governo, è riuscito a ridimensionare il problema e, soprattutto, a far conoscere a tutti i benpensanti le giuste rivendicazioni dell'industria.

Gli ulteriori interventi presso gli Organi di Governo, seguiti personalmente dal Presidente dell'ANIE, con opera intensa ed appassionata, sono culminati con una udienza concessa dal Ministro del Bilancio On.le Pieraccini ad una delegazione di industriali italiani in rappresentanza della grande, media e piccola industria, che ha avuto luogo il 3 ottobre 1967. In tale occasione il Presidente dell'ANIE si è soffermato particolarmente ad illustrare le richieste già avanzate nel discorso inaugurale della Mostra Nazionale Radio-Televisione.

In effetti, il successivo evolversi della situazione aveva messo in evidenza l'intenzione del Ministro delle Poste e delle Telecomunicazioni di mantenere le promesse fatte, ma la contrastante interpretazione data in alcuni ambienti alle sue dichiarazioni favorevoli ad un riesame del problema, ha contribuito a frenare ogni volontà di soluzione; per cui il Presidente dell'ANIE ha dovuto insistere per mettere in rilievo la precaria situazione in cui si trova l'industria italiana del settore.

Il Ministro del Bilancio, con serafica intuizione, ha ricordato che prossimamente il mercato europeo si aprirà all'industria italiana e quindi, in tale attesa, la stessa potrà prepararsi producendo ricevitori da esportare nei Paesi dove la televisione a colori è ormai un fatto compiuto. È stato fatto presente al Ministro Pieraccini che tale proposta era affetta da errore pregiudiziale in quanto non si può infatti esportare senza avere a disposizione il mercato interno dove esperimentare la produzione.

Questi sono in sintesi i punti salienti dell'incontro.

Tuttavia, poiché l'On.le Pieraccini aveva chiesto suggerimenti sui provvedimenti attuabili che potessero rendere sopportabili le previste — e purtroppo oggi reali — contingenti difficoltà, il Presidente dell'ANIE ha indirizzato al Ministro una lettera nella quale è stata puntualizzata ancora una volta la dannosa situazione dell'industria e sono state avanzate le seguenti richieste:

1) provvedere con la massima sollecitudine al perfezionamento legislativo delle norme e regolamentazioni necessarie perché diventi operante la possibilità, già prevista dalla Legge,

di aggiornamento del « Piano Quinquennale di Programmazione e Sviluppo » e che per il problema della televisione a colori è urgente;

2) creare le condizioni necessarie perché l'industria italiana possa sviluppare la sua preparazione alla produzione di televisori a colori, isolando, fino alla data di inizio ufficiale del servizio, il mercato italiano col ricorso alle clausole di salvaguardia previste dai vigenti accordi internazionali;
3) confermare ufficialmente l'adozione del sistema di televisione a colori PAL, con dichiarazione da rendersi nota nel mese di gennaio 1968;
4) autorizzare l'Ente Concessionario (RAI-TV) ad effettuare dal giugno 1968 un servizio sperimentale ad orario ridotto e limitato alle zone già attualmente coperte dalle trasmissioni di segnale a colori per uso dei laboratori. Sarà consentito, con ciò, alle **industrie** di effettuare un diretto controllo dei ricevitori in servizio ed iniziare l'addestramento del personale tecnico di assistenza ai clienti, e alla stessa **RAI-TV** una efficace esperienza tecnica ed artistica di esercizio.

E questo solo per richiamare i punti essenziali.

Innumerevoli, infatti, sono stati i colloqui a tutti i livelli ministeriali e politici avuti dal Presidente dell'ANIE, cui va il vivo ringraziamento di tutto il settore.

Ad oggi, però, la situazione è rimasta invariata.

Il sapore politico e demagogico dato al problema della televisione a colori ha fatto sì che un tema squisitamente tecnico e industriale divenisse politico-economico con incidenza sul programma nazionale di sviluppo.

Dobbiamo con rammarico riconoscere che a tutt'oggi nessuno dei nostri interventi, pur trovando comprensione, ha avuto risultato positivo.

A questo punto è doveroso mettere in evidenza che la scarsa efficacia di alcuni nostri interventi è da attribuirsi al fatto che in molte occasioni non è stato possibile realizzare fra tutti gli aderenti al Gruppo quella unità di azione che è premessa necessaria di ogni successo. È indubbio infatti che la confusione generata nei competenti Organi Ministeriali con la diffusione di notizie discordanti dalle direttive adottate in sede associativa ha molto contribuito a creare in questi Organi quello stato di perplessità che ne ha ritardato le decisioni.

IMPOSTA DI CONSUMO

Come già si ebbe ad accennare nell'Assemblea del 21 aprile 1967, il Governo, preoccupato dei notevoli deficit dei bilanci dei Comuni, ha studiato da tempo un progetto di riforma della Finanza Locale, includendo fra i vari prodotti da sottoporre ad imposizione anche gli **apparecchi televisivi ed i magnetofoni.**

Numerosi sono stati i promemoria redatti a tale scopo e tendenti ad evitare questa nuova imposizione, facendo presente la gravità del nuovo onere: gravità che è resa evidente dalla circostanza che la prevista imposta viene ad aggiungersi ad un cumulo di altre imposizioni che colpiscono il consumatore sia all'atto dell'acquisto dell'apparecchio televisivo, sia durante il suo uso. Non solo, ma ci si è particolarmente soffermati ad illustrare l'importanza assunta dalla introduzione capillare dei mezzi radiotelevisivi per il progresso sociale e culturale del nostro Paese, soprattutto nelle zone periferiche i cui collegamenti con i maggiori centri sono più rari e difficoltosi.

Si è riconfermato che non si tratta di prodotti da considerarsi una manifestazione di lusso, ma piuttosto mezzi di informazione, di elevazione delle qualità e delle capacità dei cittadini e, inoltre, utili alla programmazione del commercio e dei consumi e pertanto creatori di occupazione e di reddito.

Il Presidente dell'ANIE ha personalmente chiesto ed ottenuto udienza dallo stesso Ministro delle Finanze e dal Direttore Generale del Servizio, ai quali ha illustrato dettagliatamente l'argomento.

Tuttavia, malgrado questi interventi, la « Proposta di Legge » è stata trasmessa dalla Presidenza del Senato alla Commissione Finanze dello stesso Senato per un parere in sede referente.

Il Governo, preoccupato del lasso di tempo che sarebbe occorso per una approvazione in aula della « Proposta di Legge », ha sollecitato il Presidente della Commissione a richiedere alla Presidenza del Senato la autorizzazione ad esaminare tale « Proposta » in sede deliberante, stralciando dalla stessa alcuni articoli che avrebbero dovuto necessariamente essere sottoposti ad approvazione da parte del consesso in aula. Questa mossa ha fatto sì che la Commissione Finanze del Senato approvasse la **« Proposta di Legge » e ne decidesse il passaggio alla Presidenza della Camera che, a sua volta, ha trasmesso il « Progetto » alla approvazione della Commissione Finanze**. Se in un primo momento si era sperato che l'« iter legislativo » del provvedimento avrebbe avuto un percorso lungo e non facile, con questa procedura se ne è accelerato il corso.

Si è intervenuti anche presso il Presidente della Commissione Finanze della Camera il quale ha assicurato di prospettare le nostre giuste rivendicazioni in sede di Commissione. Si ha timore, tuttavia, che il **« Progetto » possa venire approvato**. È chiaro che, qualora questa previsione si verificasse, la Legge diventerebbe operante solo il 1° Gennaio 1969.

La prevista riforma tributaria, con l'introduzione della IVA, dovrebbe entrare in vigore con il 1° Gennaio 1970: con tale riforma è prevista l'abolizione dell'imposta di consumo; quindi il paventato « Progetto », se trasformato in Legge, avrebbe valore esecutivo per un solo anno.

Si è fatta presente questa eventualità e si sono illustrati i gravi riflessi negativi arrecati ad un settore per un solo anno.

Le necessità urgenti dei Comuni ammontano a circa 800 miliardi, con la « Proposta di Legge » in esame si prevede di poter reperire al massimo il 9% del necessario, cioè dai 70 ai 75 miliardi.

Queste valide argomentazioni sono state ampiamente e diffusamente ripetute; però anche in questo caso la demagogia sembra abbia il sopravvento; ciascun Partito cercherà di accontentare i propri votanti in previsione delle prossime elezioni.

Si spera soltanto che la fine della Legislatura venga accelerata ed il « Progetto di Legge » non sia approvato in tempo dalla Commissione: in tal caso la « Proposta » cadrebbe come tutte le altre nelle stesse condizioni.

Altro argomento che è stato oggetto di particolare attenzione da parte del Consiglio di Gruppo è la normativa che stabilisce la pratica regolamentazione dell'abbonamento all'autoradio. Da qualche anno si era prospettato all'Ente Concessionario ed agli Organi competenti finanziari la necessità dell'aggiornamento della Legislazione vigente per l'utenza autoradio.
Di comune accordo con l'Ente Concessionario, con le industrie specializzate del settore e con la particolare fattiva collaborazione del Cav. del Lav. Giordano Bruno Verdesi, si è ottenuto che una « Proposta di Legge » venisse sottoposta agli Organi legislativi. La stessa è stata approvata nella seconda metà del mese di dicembre da ambedue i rami del Parlamento per cui dal 1° febbraio 1968 diventerà operante. La nuova norma spersonalizza l'utenza e lega la stessa all'autoveicolo od autoscafo; inoltre l'assolvimento dell'abbonamento viene effettuato unitamente al bollo di circolazione del mezzo.

L'Associazione è anche intervenuta per l'aggiornamento del contrassegno da applicarsi sul materiale di importazione (radioricevitori e televisori), che è stato variato nella sua struttura e presto anche nelle dimensioni.

RAPPORTI CON LA RAI-RADIOTELEVISIONE ITALIANA

Nel biennio 1966/67 i rapporti con l'Ente Concessionario si sono mantenuti in uno spirito di stretta collaborazione ed i comuni sforzi sono sempre stati indirizzati allo sviluppo del servizio radiotelevisivo.

Gli argomenti che hanno richiesto particolare ed approfondito esame sono quelli riguardanti una più agevole normativa per l'utenza della filodiffusione e la futura introduzione della stereofonia.

Tutti gli interessati sono stati ampiamente informati in merito alle soluzioni adottate di comune accordo.

La proposta del Ministero dell'Industria, del Commercio e dell'Artigianato, tendente ad un rilancio della televisione monocroma tramite un apparecchio convenzionato, non ha avuto, purtroppo, quegli sviluppi che si desideravano e l'argomento, pur restando sul tappeto, non ha trovato per il momento alcuna soluzione.

RAPPORTI CON LA AMMINISTRAZIONE CENTRALE

Anche negli ambienti della Amministrazione Centrale (Poste e Telecomunicazioni - Finanze - Industria, Commercio e Artigianato) si sono mantenuti rapporti stretti per seguire le politiche generali e cercare di difendere nel miglior modo possibile gli interessi del nostro settore.

RAPPORTI CON IL COMMERCIO

L'auspicio formulato all'inizio del biennio di una maggiore collaborazione fra industria e commercio, per una necessaria regolamentazione e moralizzazione del mercato, è tuttora valido, ma i limiti imposti dalla configurazione delle due Associazioni ne impongono le premesse e le possibilità di accordo. Tuttavia i generici rapporti sono stati sempre improntati ad una schietta volontà di cordiale collaborazione.

La relazione continua con l'esporre i lavori della Commissione Tecnica e le funzioni dell'ufficio tecnico, indi conclude con un paragrafo sulle mostre annuali, ponendo in evidenza che l'interesse del pubblico verso le manifestazioni tradizionali è aumentato.

MONTAGGIO SONORO SU REGISTRATORE

Riportiamo in questo articolo la spiegazione dei diversi metodi usati per la giunzione di un nastro magnetico, questo nell'interesse di quella parte dei nostri lettori che si interessa al montaggio di brani musicali o di conversazioni su registratori allo scopo di ottenere degli effetti speciali o più semplicemente per divertimento.

Con l'evolversi del gusto personale, si è portati sempre più di frequente alla ricerca del meglio in tutte le cose che facciamo.

Nel campo degli appassionati del cinema a passo ridotto non è più accettabile unire insieme semplicemente i vari spezzoni di pellicola per formare un film, ma si devono tagliare le parti di pellicola difettose e quelle inquadrature poco significative e non indispensabili che appesantirebbero il film inutilmente. In questo modo si procede a un montaggio vero e proprio, per ottenere un succedersi di sequenze armoniose e piacevoli.

Questo « montaggio » può essere fatto, anche più facilmente con registrazioni sonore attuate con un registratore. In questo caso si possono ottenere delle registrazioni di elevata qualità e dei « montaggi » molto interessanti. Dal punto di vista tecnico non sono richieste per il montaggio conoscenze particolari in quanto si tratta semplicemente di tagliare dei pezzi di nastro magnetico e poi di unirli insieme incollandoli in modo conveniente, così da assicurare una giunzione resistente e che non produca difetti al momento del passaggio sulle testine di riproduzione e di registrazione. Il montaggio delle registrazioni ha lo scopo di assicurare la successione sonora di un certo numero di brani avente un senso determinato, tutti registrati a un livello conveniente in modo da riprodurre un lavoro dal quale siano stati eliminati tutti i difetti tecnici e i brani non interessanti.

Consigli utili di montaggio

Perché il montaggio dei brani musicali o di conversazioni abbia un ordine logico, non è sufficiente unire fra loro i pezzi di nastro registrato, ma si deve fare attenzione che le piste registrate siano allineate esattamente fra di loro.

Nelle registrazioni professionali degli

studi di radiodiffusione o di incisione, si impiegano abitualmente degli apparecchi monopista; viene così eliminato l'inconveniente dovuto al non allineamento delle piste durante la giunzione dei vari spezzoni di nastro. La maggior parte dei registratori commerciali però è di solito fornita di due piste, se non anche di quattro ed è quindi necessario prendere alcune precauzioni.

Si possono così registrare i brani da conservare unicamente in un senso e su una sola pista: in questo caso, si può, senza prendere alcuna precauzione, unire semplicemente i due pezzi di nastro. Questo metodo ha il difetto di non essere conveniente in quanto non si può utilizzare che la metà o un quarto dello spazio disponibile. Questo non esclude evidentemente, la possibilità di utilizzare di nuovo il nastro per un'altra registrazione, o più semplicemente di utilizzare le piste disponibili per incidere, per esempio degli impulsi di comando per la sincronizzazione di un proiettore di diapositive o di un proiettore cinematografico.

Se si vuole effettuare il montaggio di nastri già registrati in precedenza su diverse piste, si deve utilizzare solamente una delle piste e trascurare le altre o riportare su un altro nastro a una sola pista le diverse registrazioni già effettuate su delle piste diverse.

L'operazione della giunzione

L'operazione essenziale del montaggio consiste evidentemente, nel taglio degli spezzoni di nastro da unire e nel loro incollaggio. Il nastro può essere tagliato con un paio di forbici, con una semplice lametta da barba o con qualsiasi altro oggetto affilato. È preferibile però usare una incollatrice, di cui si possono trovare in commercio diversi tipi.

Queste incollatrici assicurano il perfetto allineamento dei nastri e inoltre le giunzioni effettuate con taglio in diagonale evitano tutti gli effetti dei rumori parassiti e assicurano un incollaggio che dura indefinitamente, senza presentare indebolimenti meccanici nel punto di giunzione. Al contrario, un nastro incollato in modo difettoso può essere soggetto a delle rotture; causando così al momento della rottura la deteriorazione e la messa fuori servizio di un pezzo di nastro notevole perchè le estremità rischiano di deformarsi, o anche di avvolgersi accidentalmente fra le pulegge o i pattini pressori del registratore. Per effettuare il taglio dei nastri magnetici si deve fare attenzione a non utilizzare degli utensili magnetici perché porterebbero degli inconvenienti alla registrazione.

Anche il nastro adesivo impiegato per la giunzione dei due pezzi di nastro deve essere del tipo speciale che si può trovare nei negozi specializzati.

In ogni caso, si deve evitare di usare il nastro adesivo ordinario perché è troppo flessibile e poco adatto a questo scopo in quanto il semplice riscaldamento dovuto al funzionamento del registratore rischia di far scollare la giunzione del nastro e inoltre si può avvolgere attorno al mandrino o alle rotelle di gomma e determinare il bloccaggio di tutti i meccanismi.

Una buona giunzione può essere effettuata unendo le due estremità dei pezzi da congiungere con un apposito liquido di saldatura, sulla fig. 1 si vedono le varie fasi dell'operazione. Si effettua un taglio uguale, obliquo, sulle due estremità dei nastri, che devono essere uniti, allineando semplicemente le estremità e sovrapponendole leggermente (fig. 1 A).

Dopo questa operazione si dispongono i due bordi con le estremità tagliate e con la parte lucida del nastro al di sotto; con l'aiuto di un pennello si ricopre con il liquido uno dei bordi del nastro su una piccola superficie per esempio dell'ordine di qualche millimetro come si vede nella fig. 1 B. Si elimina con precauzione l'ossido liberato per effetto del liquido (fig. 1 C) e si applica poi un poco di liquido per il fissaggio, il nastro sembrerà a questo punto più brillante (fig. 1 D).

Si mette una estremità del nastro sull'altra e si tiene premuto sulla giunzione per una trentina di secondi, in quanto il tempo di essicamento del materiale di saldatura è molto rapido (fig. 1 E e 1 F).

Il metodo più comune della giunzione

per mezzo di nastro adesivo viene effettuato come si può vedere in fig. 2. Si effettua, anche in questo caso un taglio obliquo alle due estremità degli spezzoni di nastro, che sono disposti uno sull'altro come si vede in fig. 2 A. Si allineano questi nastri in modo che le due estremità combacino esattamente fra di loro ed abbiano la superficie lucida al di sotto e dallo stesso lato (fig. 2 B).

Sopra i due spezzoni si mette un pezzetto di nastro adesivo speciale lungo da 15 a 30 mm e si preme quindi leggermente; poi con l'estremità del dito, si effettua una pressione uniforme su tutta la superficie, per assicurare una adesione uniforme (fig. 2 C).

In seguito si tagliano i bordi sporgenti dal nastro magnetico del nastro adesivo per mezzo di forbici, o di lamette non magnetizzate (fig. 2 D).

Si deve notare che la superficie sulla quale è stata fatta l'incollatura deve presentare dei bordi leggermente ristretti, come si può vedere nelle fig. 2 E e 2 F.

La rottura del nastro è un incidente che capita raramente con gli apparecchi moderni: ma quando succede è quasi sempre dovuto a cause imprecisate. Perciò quando si è raggiunta una certa sicurezza nell'effettuare le giunzioni in modo rapido e corretto l'inconveniente può considerarsi trascurabile. Nel corso del montaggio, le due estremità devono essere ben preparate prima di essere unite in modo che si adattino esattamente l'una all'altra. Quando si tratta di effettuare delle riparazioni, i due bordi del nastro devono essere anch'essi ben preparati, e possono così essere incollati insieme senza nuove preparazioni, tranne che per l'eliminazione dei pezzi di nastro adesivo che sporgono dai bordi del nastro.

La serie delle operazioni da effettuare consiste generalmente nel mantenere le due estremità l'una sull'altra, o una vicina all'altra, pressando un pezzetto di nastro adesivo su una piccola superficie di giunzione e pressando in modo conveniente tutto l'insieme. Con un po' di pratica, tutto questo può essere fatto in qualche secondo.

Fig. 1 - Diverse fasi della giunzione di un nastro magnetico mediante uno speciale liquido di saldatura.

Fig. 2 - Metodo di giunzione di un nastro magnetico mediante nastro adesivo.

Si deve ricordare che le giunzioni devono sempre essere effettuate in modo che il nastro adesivo sia pressato sulla superficie lucida del nastro registrato; se, per sbaglio, esso viene messo sulla superficie opaca che contiene l'indotto magnetico, si rischia evidentemente di mascherare una parte della registrazione e, di conseguenza, di produrre un rumore parassita.

L'operazione di incollaggio dei nastri magnetici può essere fatta anche per mezzo di appositi strumenti come abbiamo detto in precedenza. Però il loro impiego non permette di ridurre in modo apprezzabile la durata delle giunzioni ma soprattutto di ottenere delle giunzioni più sicure e più regolari. Le due estremità del nastro da collegare sono poste in apposite guide. Le facce non magnetizzate sono poste nella parte sottostante e dallo stesso lato. Esse sono bloccate saldamente da pattini pressori a molla, di modo che l'allineamento sia rigorosamente esatto. Si abbassa in seguito una piccola leva centrale che comanda una lama tagliente disposta obliquamente e che taglia entrambi i nastri, assicurando così la loro preparazione nelle migliori condizioni.

Infine, si pone sulla giunzione un pezzetto di nastro adesivo avente una lunghezza da 15 a 20 mm pressandolo poi leggermente per mantenere il nastro in posizione. Non resta che premere la stessa leva precedente, che porta, questa volta, due lame parallele, adatte a tagliare i bordi del nastro adesivo in eccesso, assicurando così una forte pressione uniforme su tutta la superficie necessaria.

Consigli pratici

Vogliamo ricordare a tutti coloro che volessero iniziare a fare i loro primi montaggi sonori che con più la velocità di svolgimento del nastro è elevata migliori saranno i risultati finali della giunzione, in quanto a parità di brano musicale, maggiore sarà la superficie di nastro magnetico interessata dalla registrazione.

Per facilitare il compito di chi si appresta al montaggio di brani musicali o di conversazioni si ricordi che è possibile determinare esattamente in centimetri la lunghezza di un determinato brano di cui si conosce la durata in secondi. Supponiamo per esempio che la durata del brano sia di 10 secondi e che la velocità di scorrimento del nastro sia di 9,5 cm/s, si potrà prevedere allora che la lunghezza del nastro occorrente sarà di 95 cm.

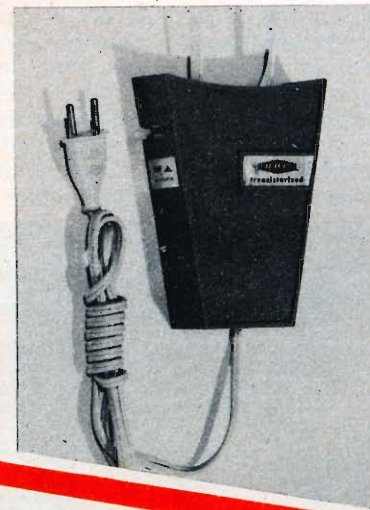
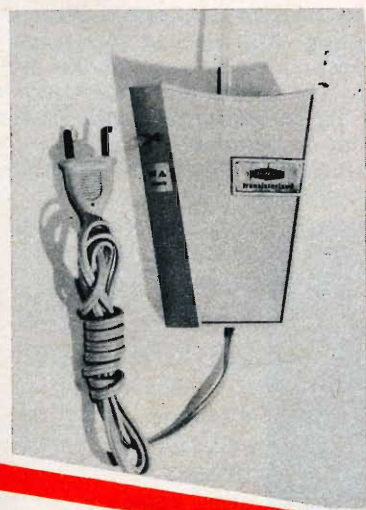
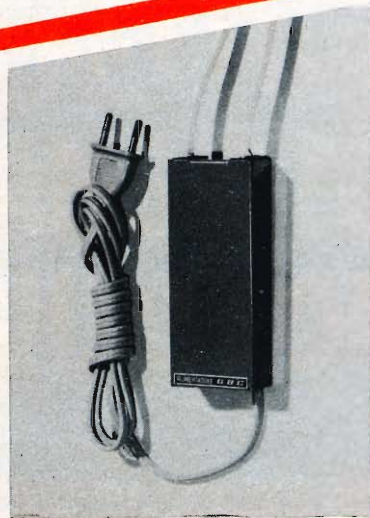
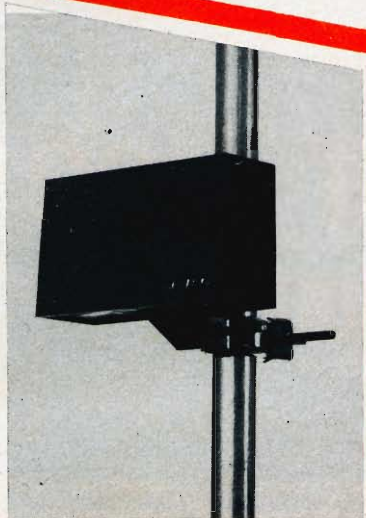
Per riconoscere facilmente nel corso del montaggio l'inizio del nastro registrato, si può tracciare con una penna a china un segno convenzionale di riferimento sulla parte lucida del nastro. Inoltre si deve fare attenzione nell'assiemaggio dei vari spezzoni di nastro, di mantenere sempre lo stesso senso di svolgimento e la stessa pista, se il nastro è a più piste.

Vogliamo ricordare ancora una volta la norma di utilizzare una sola pista del nastro anche se quest'ultimo è del tipo a più piste, in quanto il lavoro di montaggio resta facilitato.

Un altro consiglio che vogliamo dare ai

Fig. 3 - Registrazione del pezzo assiemato su un altro registratore che permette di lasciare il pezzo originale intatto.

Amplificatori da palo o sottotetto completi di alimentatore (220 V)

NA/1090 VHF 18 dB (8 volte) rumore 4,5 dB 1 transistor - NA/1100 UHF 18 dB (8 volte) rumore 7 dB 1 transistor - NA/1070 adatto per la Svizzera canale H 17 dB con mix UHF e mix B.C - NA/1110 VHF 2 transistor 30 dB (31 volte) rumore 4,5 dB - NA/1130 UHF 2 transistor 30 dB (31 volte) rumore 7 dB - NA/1040 amplificatore doppio VHF banda III + UHF. Uscita miscelata - NA/1030 amplificatore doppio VHF banda I + UHF. Uscita miscelata. Nelle richieste specificare sempre il canale. Altri tipi fino a tre canali amplificati o miscelati, tipi intermedi per lunghe discese, tipi speciali commutabili, disponibili su domanda.

Amplificatori retro TV sintonizzabili a 1 transistor 12 dB (4 volte)

NA/1140 Booster VHF banda III
NA/1150 Booster VHF Banda I - NA/1160 Booster FM - NA/1170 Booster UHF (21-37)

Amplificatori retro TV sintonizzabili a 2 transistor 18 dB (7 volte)

NA/1260 Super Booster VHF banda III
NA/1270 Super Booster VHF banda I
NA/1280 Super Booster FM
NA/1250 Super Booster UHF (21-37)

Demix elettronico 2 transistor sintonizzabile 12 dB + 12 dB

NA/1230 Banda I + UHF
NA/1240 Banda III + UHF

Demix elettronico 1 transistor sintonizzabile in UHF 6 dB + 10 dB

NA/1210 Banda III + UHF
NA/1200 Banda I + UHF

AMPLIFICATORI D'ANTENNA A TRANSISTOR

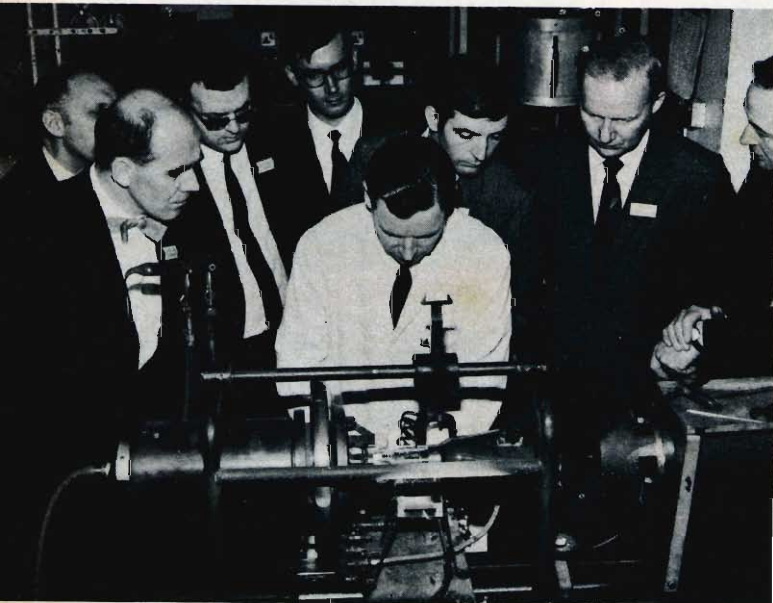
nostri lettori è quello di effettuare una copia della registrazione originale per mezzo di un altro registratore come si può vedere in fig. 3. Questa copia può essere utilizzata per il montaggio e può essere sostituita se accidentalmente venisse rovinata poiché la registrazione originale resta intatta.

Grazie al sistema di fare la coppia della registrazione, si può anche passare da una velocità di registrazione minore a una maggiore, aumentando così le possibilità del montaggio in quanto si possono introdurre delle pause o dei passaggi ricorrendo ai soli comandi del registratore.

Inoltre si possono eliminare delle parti indesiderabili senza dover effettuare dei tagli sul nastro. Per coloro che intendono adottare questo metodo ricordiamo però che vi sono anche degli inconvenienti dovuti soprattutto alla necessità di avere a disposizione due registratori e anche alla diminuzione della qualità della copia rispetto all'originale.

ALFA

(Da « Le Haut-Parleur » 6704)

Nello scorso mese di Gennaio un gruppo di tecnici provenienti dai vari paesi europei ha visitato a Brimsdown, nelle vicinanze di Londra, gli stabilimenti della Brimar per la produzione di tubi catodici. Gli invitati hanno potuto assistere a tutte le fasi della lavorazione e ammirare le moderne tecnologie in essa impiegate. In particolare due cose hanno destato molta impressione: l'accuratezza dei controlli cui vengono sottoposti in ogni singola fase della lavorazione, e la notevole flessibilità nel produrre tipi speciali a richiesta dei clienti.
La lavorazione inizia con l'assemblaggio del cannone elettronico: l'allineamento ed il parallelismo dei vari elettrodi vengono controllati accuratamente mediante microscopi e micrometri automatici. Poi vengono montate le placche, trattate chimicamente in modo da diventare inossidabili; anche in questo caso la maggiore cura viene impiegata a garantire il perfetto posizionamento.
In un altro settore del reparto, intanto, vengono preparati i depositi del fosforo e degli eventuali reticoli sugli schermi del bulbo in vetro.
Parecchi tipi di tubi catodici Brimar sono dotati di post-accelerazione: questo anodo, che accelera ulteriormente gli elettroni dopo la deflessione, può essere realizzato sotto forma di una spirale di vernice conduttrice depositata all'interno del bulbo, oppure sotto forma di una griglia fittissima di fili metallici che viene collegata oltre le placche.
Finalmente cannone e bulbo confluiscono per l'assemblaggio finale, che è molto delicato in quanto richiede un perfetto allineamento.

La fotografia mostra appunto il processo di saldatura a fiamma, eseguita con l'ausilio di una macchina di alta precisione. I tubi così preparati vengono vuotati e sigillati, e sono pronti per l'uso.
Fra il gruppo invitati, il quarto da sinistra, è il nostro collaboratore signor Carlo Tomasini.

MONTAGGI PRATICI EFFETTUATI CON TRANSISTOR UNIGIUNZIONE

Parte II

Dopo aver riportato nel numero scorso i principi di funzionamento dei transistor unigiunzione, riportiamo ora, anche se solamente a titolo informativo alcuni montaggi pratici equipaggiati con questi nuovi transistor.

Il primo montaggio che presentiamo è un oscillatore a rilascio di cui diamo, in fig. 7, un circuito fondamentale. All'inizio del ciclo l'emettitore è polarizzato in senso inverso e non conduce più.

Durante il periodo di carica del condensatore C_T con la resistenza R_T, la tensione di emettitore aumenta fino a raggiungere il valore della tensione di alimentazione V_1. Quando la tensione di emettitore raggiunge il valore della tensione di cresta, l'emettitore è polarizzato in senso diretto e la resistenza dinamica fra l'emettitore e la base 1 cade a un valore basso. Il condensatore C_T si scarica allora attraverso l'emettitore. Quando la tensione di emettitore raggiunge il valore di $V_{E\,min}$ come indicato sulla figura, l'emettitore ricomincia a condurre e il ciclo si ripete.

La tensione minima di emettitore ($V_{E\,min}$) è relativamente indipendente dalla tensione di polarizzazione, dalla temperatura e dalla capacità quando $R_1 = 0$. Il valore di $V_{E\,min}$ è circa uguale a 0,5 volte quello della tensione $V_{E\,(sat)}$. Se le resistenze R_1 e R_2 sono di valore basso, la frequenza di oscillazione può essere calcolata con la formula:

$$f \approx \frac{1}{R_T\, C_T\, l_n \dfrac{1}{1 - \eta}}$$

Generatori d'impulsi

Ogni volta che un transistor unigiunzione montato in un circuito oscillatore a rilascio inizia a condurre un impulso di corrente attraversa i circuiti di emettitore, di base 1 e di base 2. L'oscillatore a rilascio può essere utilizzato come generatore d'impulsi positivi o negativi con delle impedenze diverse.

In fig. 8 A, B, C e D riportiamo una serie di circuiti fondamentali di generatori d'impulsi. I primi tre circuiti (A, B e C) hanno una impedenza d'uscita di valore basso e per produrre l'impulso impiegano la corrente di scarica del condensatore. Al contrario, il circuito D oltre ad avere una impedenza d'uscita elevata, per generare l'impulso impiega la corrente della base 2.

Nel caso del montaggio C, la corrente di scarica del condensatore attraversa l'alimentatore esterno e di conseguenza è necessario adottare un alimentatore con impedenza bassa.

Quando è necessario un impulso a fronti rapidi, si può utilizzare il circuito di fig. 9, in questo caso però bisogna sostituire la resistenza con una bobina avente una induttanza uguale a 0,4 t^2/C; in questa formula t sta ad indicare la larghezza dell'impulso desiderato e C il valore del condensatore di emettitore. Con i valori degli elementi indicati la larghezza d'impulso è compresa fra 11 e 13 μs e i tempi di salita e di discesa sono di 0,3 μs. Sostituendo l'induttanza con una resistenza del valore di 47 Ω il tempo di salita diventa di 0,3 μs e il tempo di discesa di 3 μs.

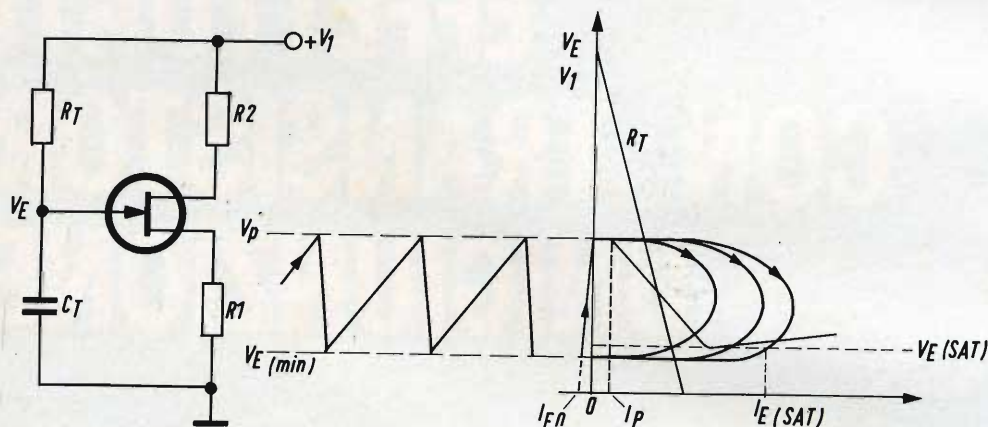



Fig. 7 - Montaggio fondamentale di un oscillatore a rilascio.

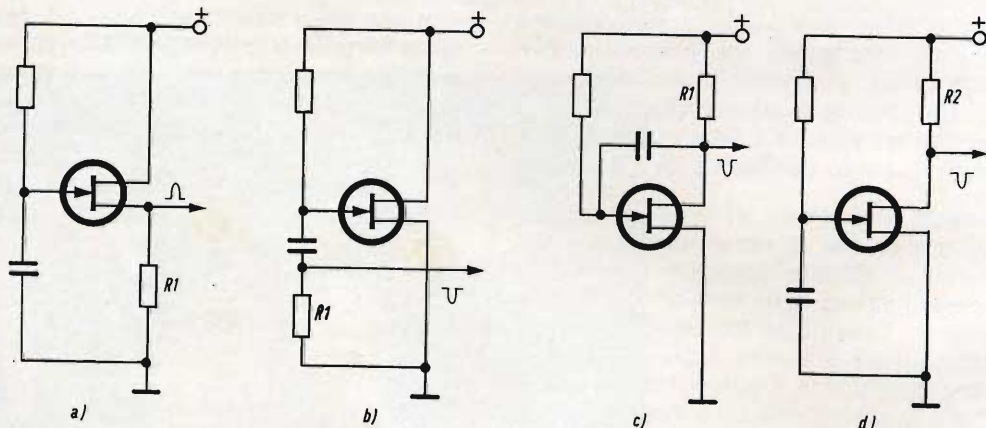



Fig. 8 A, B, C, D - Serie di esempi di circuiti fondamentali di generatori d'impulsi.

Generatori di tensione a dente di sega

La forma d'onda della tensione di emettitore di un transistor unigiunzione, montato in un circuito oscillatore a rilascio si

Quando la tensione $V_{E\,min}$ è minore della tensione base-emettitore del transistor a giunzione si ha un livellamento dei picchi sulla tensione di uscita ai capi del carico R_L.

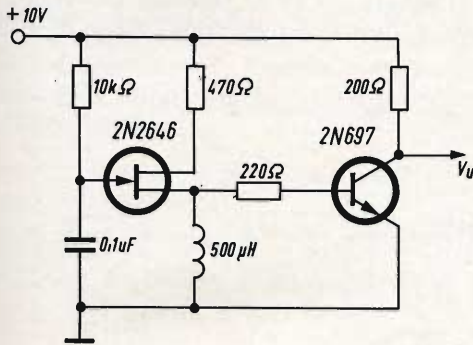



Fig. 9 - Circuito generatore d'impulsi per impulsi a fronte ripido.

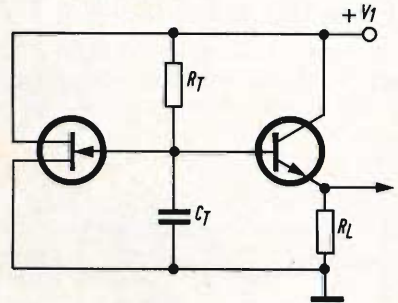



Fig. 10 - Circuito generatore di tensioni a dente di sega.

può considerare approssimativamente un dente di sega. Il metodo più pratico per trasmettere il segnale a un carico è quello di utilizzare uno stadio emitter follower

Lo schema riportato in fig. 11, rappresenta un generatore di tensione a dente di sega a 50 kHz; in questo circuito un diodo Zener mantiene costante la tensione

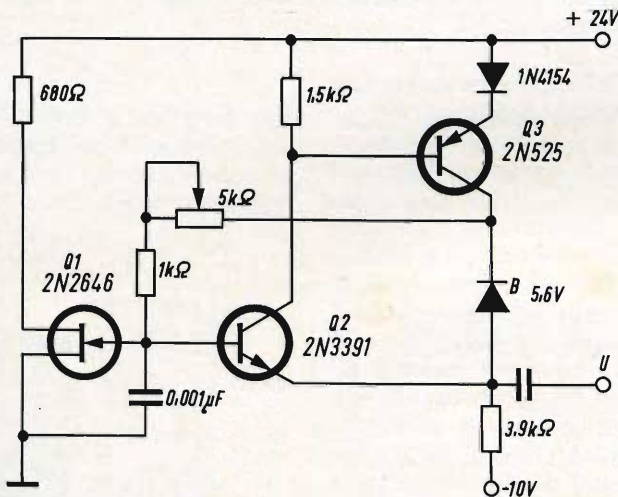



Fig. 11 - Circuito generatore di tensioni a dente di sega a 50 kHz.

con collegamento diretto emettitore-base (fig. 10). L'accoppiamento diretto è reso possibile per il fatto che la tensione di emettitore minima del transistor unigiunzione $V_{E\,min}$ è uguale a 1 V o maggiore.

ai capi della resistenza di carico coadiuvato dallo stadio amplificatore ad emettitore follower, in questo modo la corrente di carico del condensatore resta costante. Per evitare il livellamento dei picchi alla

sommità del dente di sega, si fa in modo che la resistenza di carico da 3,9 kΩ ritorni a una tensione negativa. Il transistor Q_3 mantiene la corrente di Zener costante per migliorare la linearità e allo stesso tempo aiuta anche Q_2 a fornire la corrente al carico.

Sul circuito del generatore a dente di sega riportato in fig. 12 non è segnato il diodo Zener che è stato sostituito da un condensatore. L'alimentazione negativa può così venire soppressa. Il circuito formato da R_1 e C_1 costituisce una rete integratrice che compensa la non linearità. Modificando il valore di R_1 è possibile modificare la forma del dente di sega.

Fig. 12 - Circuito generatore di una tensione a dente di sega, in cui il diodo zener è stato sostituito da un condensatore.

Circuiti temporizzatori di precisione

In fig. 13 è riportato il circuito equipaggiato con un transistor unigiunzione adatto a ritardare un relé. Quando l'interruttore SW1 è chiuso, il condensatore C_T si carica alla tensione di cresta corrispondente allo sganciamento del transistor unigiunzione. Il condensatore si scarica allora nell'avvolgimento di eccitazione del relé che vie-

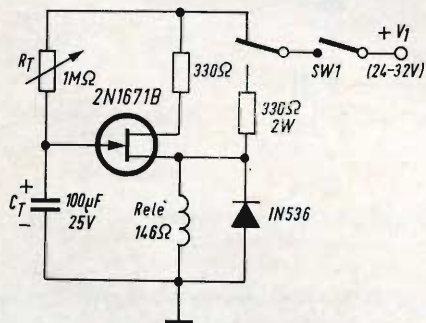



Fig. 13 - Circuito da utilizzare per ritardare un relé.

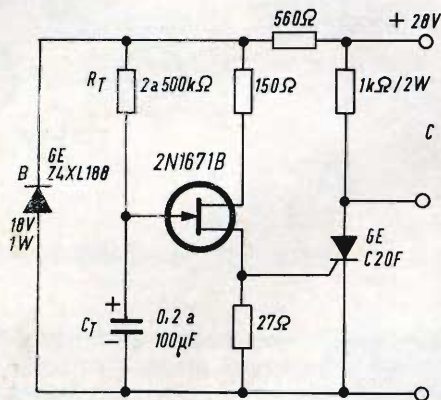



Fig. 14 - Circuito di principio di un temporizzatore.

ne così azionato. Una coppia di contatti del relé mantengono il relé eccitato, la seconda coppia può essere utilizzata per altre funzioni. I relé impiegati in questo circuito devono avere una resistenza bassa e non necessitano di una grande potenza.

Il tempo di ritardo è determinato da R_T; esso corrisponde a circa 1 s per ogni 10 kΩ di resistenza. Questo ritardo dipende dalla temperatura e dalla tensione di alimentazione.

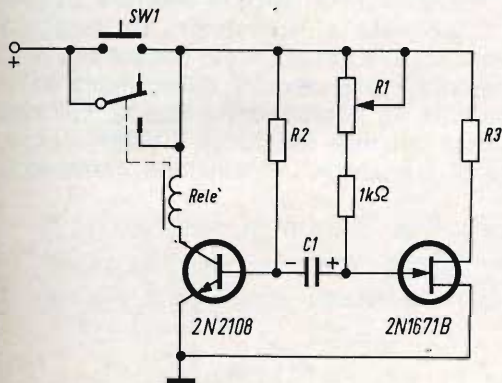



Fig. 15 - Circuito che permette di controllare con precisione la durata di chiusura del relé. R_1 = potenziometro di ritardo.

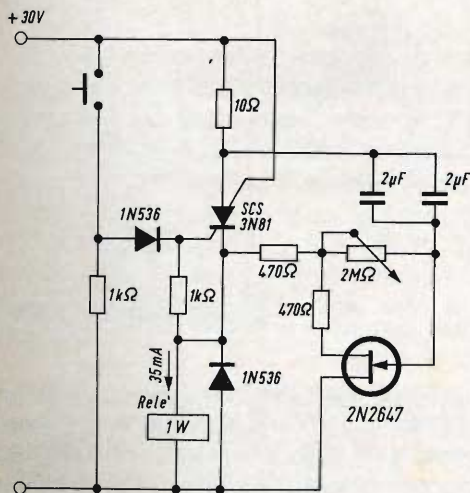



Fig. 16 - Circuito temporizzatore con preregolazione.

In fig. 14 è riportato un circuito a ritardo equipaggiato con un transistor unigiunzione e un diodo controllato al silicio. Il ciclo di temporizzazione ha inizio quando si applica la tensione di alimentazione. Al termine dell'intervallo di tempo (stabilito dal circuito $R_T C_T$), il transistor unigiunzione sblocca il diodo controllato e la tensione di alimentazione totale, di questa circa 1 V si trova applicata al carico. Scegliendo opportunamente i valori di R_T e C_T si possono ottenere degli intervalli di tempo da 0,4 ms a 1 minuto. La corrente

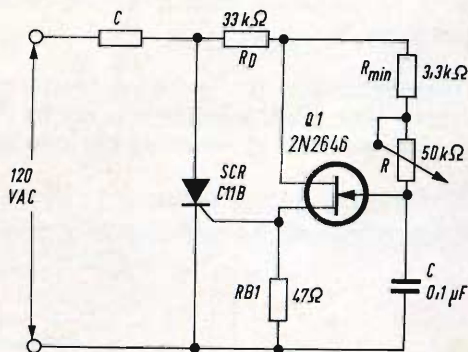



Fig. 17 - Circuito di sganciamento semplificato alimentato in alternata. C = carico.

che attraversa il carico è determinata dal tipo di raddrizzatore SCR. Con il tipo C20F, la corrente massima è di 6 A. Lo schema di fig. 15 permette di controllare con precisione la durata di chiusura di un relé dopo la sua chiusura rapida con l'interruttore a pulsante SW_1. A riposo, l'alimentazione non è più applicata al circuito. Quando SW_1 è momentaneamente chiuso, il transistor è conduttore e il relé chiuso. La tensione è allora applicata al circuito per mezzo del contatto del relé in modo tale che resta eccitato quando SW_1 è aperto. Il transistor unigiunzione viene sbloccato dopo un intervallo di tempo determinato dai valori di R_1, C_1; la scarica del condensatore C_1 manda il transistor n-p-n in interdizione e di conseguenza viene soppressa l'eccitazione del relé. Quando il pulsante SW_1 è aperto, non vi è più alcuna tensione applicata al circuito che ritorna allo stato iniziale di riposo. La tensione di uscita può essere ottenuta utiliz-

zando il contatto indicato dal relé o con l'aiuto di altri contatti.

Conoscendo la tensione di alimentazione e il relé utilizzato, il valore della resistenza R_2 deve essere scelto in modo che la corrente di base del transistor n-p-n possa sbloccare il relé. Il valore della capacità del condensatore deve essere tale che il transistor n-p-n sia all'interdizione durante un intervallo di tempo sufficiente perché il relé scatti. Il valore della resistenza R_1 viene determinato per avere il ritardo massimo e la corrente massima del punto di cresta del transistor unigiunzione. R_3 serve per la stabilizzazione della temperatura.

Il temporizzatore di fig. 16 permette di realizzare una preregolazione tale che il relé venga eccitato durante un periodo di tempo, fino a 10 s massimi, dopo il suo sganciamento con il pulsante. Chiudendo il pulsante S_1, si sblocca il diodo controllato e ai capi del relé si ritrova la tensione di alimentazione; questo corrisponde all'inizio dell'intervallo di temporizzazione del transistor unigiunzione. Dopo un tempo predeterminato, il transistor unigiunzione viene sganciato e il condensatore da 4 μF si scarica nella resistenza da 10 Ω. L'impulso di scarica rende l'anodo del diodo controllato negativo rispetto all'elettrodo di innesco, ciò porta il raddrizzatore all'interdizione e sopprime l'eccitazione del relé.

Circuiti di sganciamento per diodi controllati al silicio

I transistor unigiunzione trovano campo di impiego nei circuiti di pilotaggio dei diodi controllati. In fig. 17 è riportato un circuito di questo genere semplificato e alimentato dalla tensione alternata di rete. La resistenza R_D limita la tensione di cresta applicata al transistor. La tensione applicata alle armature del condensatore C aumenta a una velocità determinata dalla costante di tempo del circuito. Quando questa tensione raggiunge il valore di cresta, il transistor unigiunzione conduce e rende conduttore anche il diodo controllato al silicio.

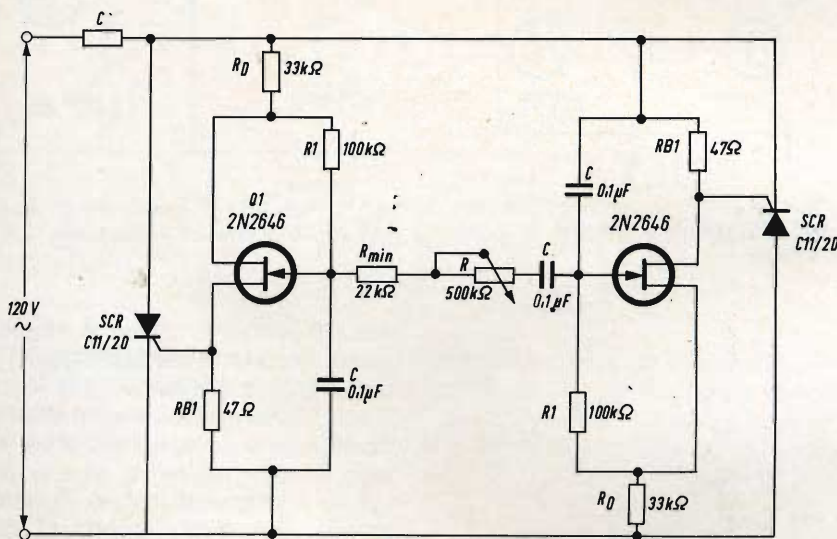



Fig. 18 - Circuito di sganciamento funzionante su le due alternanze. C = carico.

Nel caso della fig. 18, il montaggio funziona sulle due alternanze al posto di una sola. Il comando di fase è realizzato con un potenziometro unico di 500 kΩ collegato ai due emettitori dei transistor unigiunzione.

(Da « Le Haut-Parleur » 6708)

ATTENUATORE PER GENERATORE BF

a cura dell'Ing. P. Ricci

Descriviamo in questo articolo un tipo di attenuatore con impedenza d'ingresso e di uscita di 600 Ω che bene si adatta al generatore di bassa frequenza descritto nei numeri 5/1967 e 6/1967.

Nelle misure sugli amplificatori di bassa frequenza è necessario operare molto spesso con tensioni d'ingresso dell'ordine dei millivolt, tensioni che naturalmente devono essere note, e quindi misurate.

Per misurare tensioni così basse occorrerebbe ricorrere a costosi millivoltmetri elettronici, ma più semplicemente si preferisce in molti casi partire da una tensione sufficientemente elevata, tale da essere misurata con un normale voltmetro, e di attenuarla sino al valore voluto avvalendosi di un circuito attenuatore, il cui rapporto di attenuazione sia noto e costante.

Nel presente articolo descriviamo un tipo di attenuatore la cui impedenza di ingresso e d'uscita è di 600 Ω, e bene si adatta al generatore di bassa frequenza di onde quadre e sinusoidali che abbiamo descritto in un precedente articolo e la cui impedenza d'uscita è appunto 600 Ω.

Tale tipo di attenuatore è in grado di dividere il valore della tensione d'ingresso per i fattori 10, 100 e 1000, mantenendo costante l'impedenza.

Abbiamo corredato l'attenuatore con un voltmetro tarato in volt ed in decibel, avente le portate 3, 10 e 30 volt fondo scala, la cui indicazione, a meno del fattore di attenuazione, fornisce il livello della tensione d'uscita. Un opportuno raddrizzatore a semiponte di diodi ne estende la banda passante da 10 Hz ad oltre 100 kHz.

Il voltmetro può essere sostituito con un voltmetro elettronico esterno, ma non con un normale tester, in quanto la risposta in frequenza deve essere ampia, mentre il tester ha una risposta in frequenza molto limitata.

Generalità

Un attenuatore è un quadripolo resistivo il cui compito è quello di ridurre tensioni o correnti di una quantità nota. Esso può essere a T, ad L, a scala, a T con ponte (fig. 1).

Noi considereremo un attenuatore a T, supponendolo alimentato da un generatore avente impedenza interna Zi, e caricato all'uscita mediante un carico Zu (fig. 2).

è uguale all'impedenza interna Zi del generatore, mentre l'impedenza vista dai morsetti d'uscita a generatore collegato è uguale all'impedenza di carico Zu.

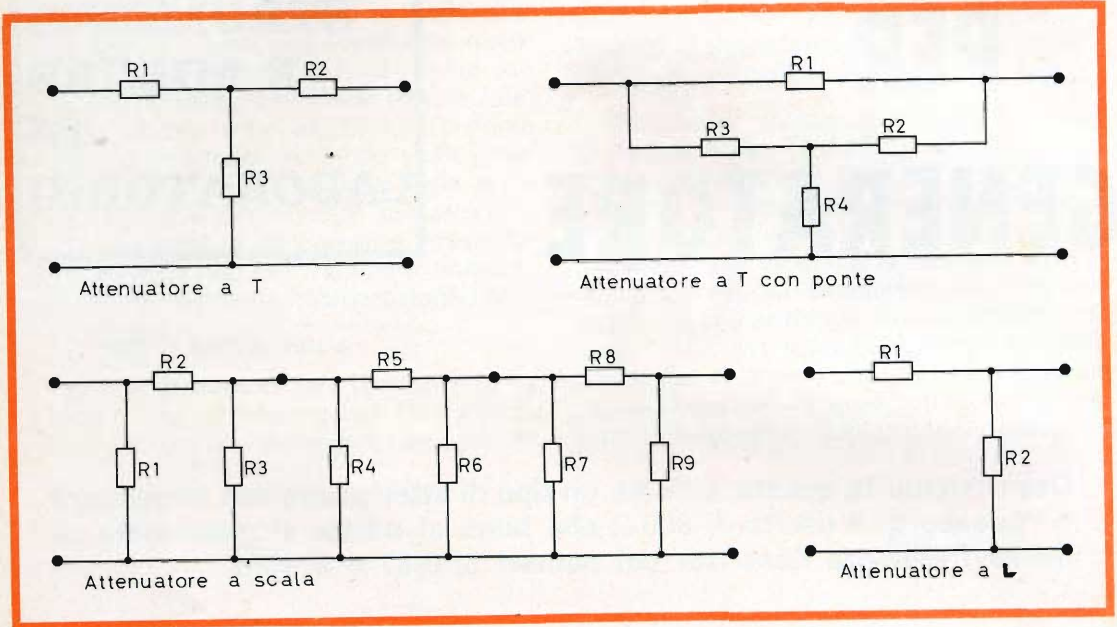



Fig. 1 - Vari tipi di attenuatori.

In tali condizioni di funzionamento, si dice che l'attenuatore, considerato come quadripolo, funziona su « base immagine » quando l'impedenza del quadripolo vista dai morsetti d'ingresso a carico collegato

Le impedenze Zi e Zu che soddisfano a tali condizioni si chiamano **« impedenze immagini »** e le indichiamo con le lettere Z'i e Z'u.

Poiché nel nostro caso occorre che

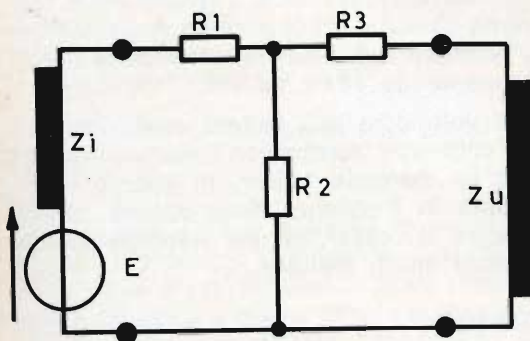



Fig. 2 - Circuito d'impiego di un attenuatore a T.

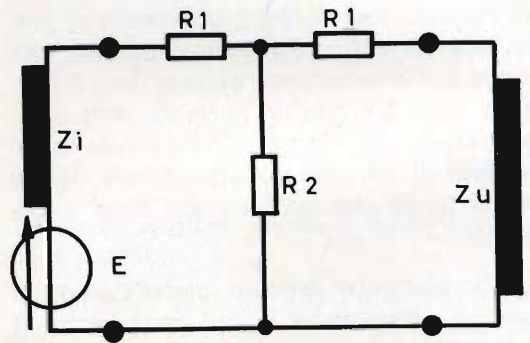



Fig. 3 - Schema di un attenuatore simmetrico.

le impedenze Zi e Zu siano uguali (Zi = Zu = 600 Ω), anche le impedenze immagini sono uguali, ed il quadripolo risulta simmetrico con R1 = R3 (fig. 3).

Si definisce inoltre per l'attenuatore in esame il **« fattore d'attenuazione K »**, inteso come il rapporto tra la tensione ai capi del carico senza attenuatore e la tensione ai capi del carico quando tra generatore e carico è interposto l'attenuatore. Se si vuole, ad esempio, che la tensione d'uscita con carico inserito sia 1/10 della tensione d'ingresso, il fattore di attenuazione « K » vale 10.

Si può dimostrare che in tali condizioni i valori delle resistenze R1 e R2 sono dati dalle espressioni

$$R1 = Z' \frac{K - 1}{K + 1} \qquad R2 = Z' \frac{2K}{K^2 - 1}$$

dove con Z' abbiamo indicato l'impedenza immagine Z' = Zi = Zu.

Nel nostro caso, poiché vogliamo costruire un attenuatore decadico, cioè con K = 10, il quale mantenga inalterata l'impedenza d'uscita Zu = 600 Ω, quando essa è vista dai morsetti d'ingresso, risulta:

$$R1 = 600 \frac{10 - 1}{10 + 1} = 600 \frac{9}{11} = 490\ \Omega$$

$$R2 = 600 \frac{2 \quad 10}{10^2 - 1} = 600 \frac{20}{99} = 121\ \Omega.$$

Il circuito elettrico

L'attenuatore che descriviamo è in grado di fornire i seguenti fattori di attenuazione: X1, $X10^{-1}$, $X10^{-2}$, $X10^{-3}$, selezionabili mediante commutatore a tastiera. Esso è sostanzialmente costituito da tre celle a T collegate in cascata, ciascuna delle quali attenua 10 volte (fig. 4). Poiché i fattori di attenuazione si moltiplicano, due celle in cascata dividono la tensione d'ingresso per 100, e tre celle per 1000.

In fig. 5 sono riportate le commutazioni ottenute sfruttando una terna per ogni tasto di un commutatore a quattro tasti col-

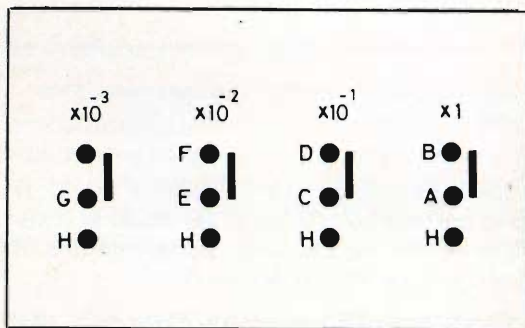



Fig. 5 - Schema di commutazione dell'attenuatore.

legati. Quando è abbassato il tasto della posizione X1 la tensione d'ingresso, applicata tra i punti A e M, viene riportata direttamente ai morsetti d'uscita H e M, scavalcando le tre celle del partitore.

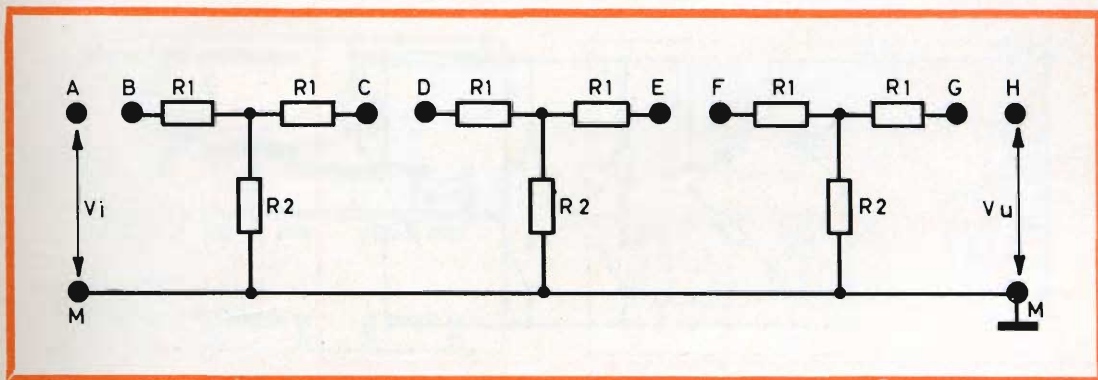



Fig. 4 - Schema elettrico dell'attenuatore a tre celle.

Nella posizione $X10^{-1}$ i punti A e B sono cortocircuitati, mentre il punto C è collegato all'uscita H, ottenendo così una tensione divisa per 10.

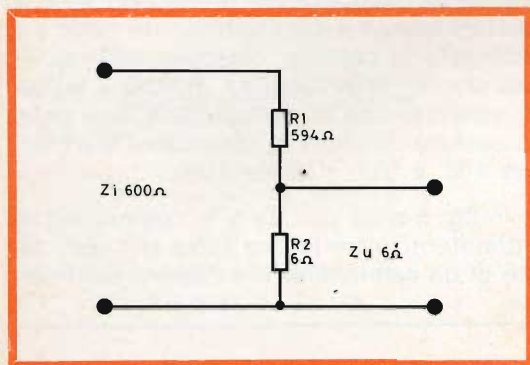



Fig. 6 Partitore 100 : 1 abbassatore d'impedenza.

Nella posizione $X10^{-2}$ i punti A, B e C, D sono cortocircuitati, ed in tal modo si inserisce anche la seconda cella, mentre il punto E è collegato all'uscita.

L'impedenza d'ingresso e d'uscita di ciascuna cella è 600 Ω, e quindi tale valore rappresenta anche l'impedenza d'uscita dell'attenuatore. Molto spesso occorre però un segnale BF su di una impedenza molto bassa, come ad esempio accade nelle misure su circuiti transistorizzati con bassa impedenza d'ingresso. In tal caso è sufficiente applicare all'uscita dell'attenuatore un partitore resistivo, costituito da due resistenze in serie.

Come appare in fig. 6 la somma delle due resistenze connesse in serie ammonta a 600 Ω, e tale è quindi il valore dell'impedenza d'ingresso, che si mantiene praticamente costante anche quando l'uscita è caricata. L'impedenza d'uscita vale invece 6 Ω.

L'inserzione di tale partitore comporta però un'attenuazione K' del segnale pari al rapporto delle impedenze, e cioè:

$$K' = \frac{594 + 6}{6} = 100.$$

Il segnale d'uscita si ottiene quindi moltiplicando il valore della tensione di ingresso al partitore per il fattore di attenuazione K' = 100.

Quando il partitore è collegato all'attenuatore occorre moltiplicare $X10^{-2}$ il fattore moltiplicativo corrispondente ad ogni tasto. Così ad esempio nella posizione $X10^{-1}$ e con il partitore 1 : 100 inserito, la tensione d'uscita è $10^{-2} \times 10^{-1} = 10^{-3}$ volte la tensione d'ingresso.

L'attenuazione, espressa in dB, introdotta dal partitore è pari a 40 dB.

La sezione voltmetro

Come abbiamo affermato in precedenza, per conoscere il livello del segnale in uscita occorre misurare la tensione d'ingresso dell'attenuatore.

A questo provvede il voltmetro che descriviamo e che è collegato ai morsetti di ingresso. Lo schema elettrico è rappresentato in fig. 7.

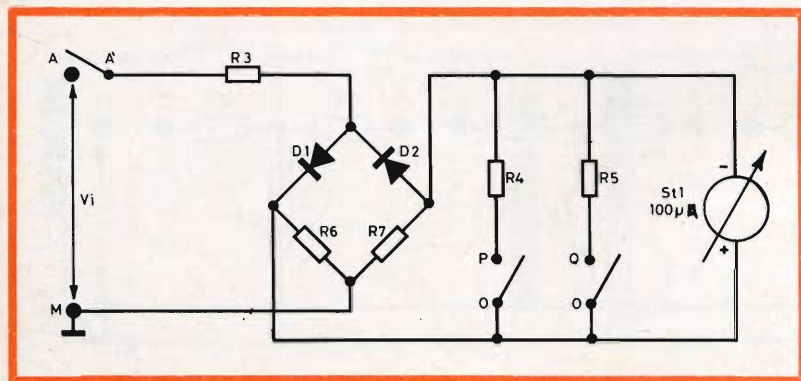



Fig. 7 - Schema elettrico del voltmetro.

Lo strumento usato è un microamperometro di 100 μA fondo scala. La corrente che fluisce in esso è resa continua dal

semiponte di diodi D1, D2, R6 e R7, ed è proporzionale alla tensione alternata applicata ai morsetti d'ingresso A' M. La resistenza R3 è la resistenza addizionale che

Fig. 8 - Schema di commutazione della sezione voltmetro.

trasforma il microamperometro in voltmetro. In tali condizioni di funzionamento la portata del voltmetro è di 3 volt fondo scala. Per elevare la portata a 10 V f.s. e 30 V f.s. è sufficiente porre in parallelo allo strumento le due resistenze R4 e R5, di opportuno valore, inserite mediante commutatore.

In tal modo lo strumento misura sempre la corrente corrispondente a 3 V f.s., il che consente di far corrispondere le scale di 3 V e 10 V f.s., e di avere quindi un'unica scala tarata in decibel. L'impedenza d'ingresso rimane inoltre praticamente costante al variare della portata.

Il valore relativamente basso di tale impedenza non deve preoccupare, in quanto il voltmetro è sempre caricato con 600 Ω, impedenza di gran lunga inferiore a quella del voltmetro.

I diodi D1 e D2 sono al germanio e consentono di realizzare un'ampia banda passante.

In fig. 8 è rappresentato lo schema della commutazione della sezione voltmetro, realizzata con un commutatore a tastiera con tre tasti collegati.

La realizzazione pratica

A causa del costo elevato del microamperometro, non tutti i lettori vorranno realizzare, insieme all'attenuatore, anche la sezione voltmetro, affidando la misura della tensione d'ingresso ad uno strumento esterno.

Per questo abbiamo preferito presentare due versioni, una con il voltmetro incorporato, ed una con il solo attenuatore.

Iniziamo la descrizione della versione completa.

In fig. 9 è rappresentato il circuito stampato visto dal lato saldature, realizzato su di una piastra delle dimensioni di 90 x 56 mm.

In fig. 10 lo stesso circuito è visto dal lato componenti. Per avere una buona pre-

Fig. 9 - Circuito stampato visto dal lato saldature.

Fig. 10 - Circuito stampato visto dal lato componenti.

cisione tutte le resistenze devono essere all'1%. Si noti che le resistenze indicate con il simbolo R1 sono ottenute collegando in serie due resistenze, del valore rispettivamente di 470 Ω e 20 Ω; la resistenza R3 è ottenuta con la serie di una resistenza di 6,8 KΩ e di una di 1 KΩ, e la resistenza R4 è data dalla serie di 470 Ω e 39 Ω.

Le tastiere sono fissate al pannello mediante distanziatori, realizzati semplicemente mediante viti fissate sul pannello, sulle quali sono avvitati ad una certa distanza un dado e controdado.

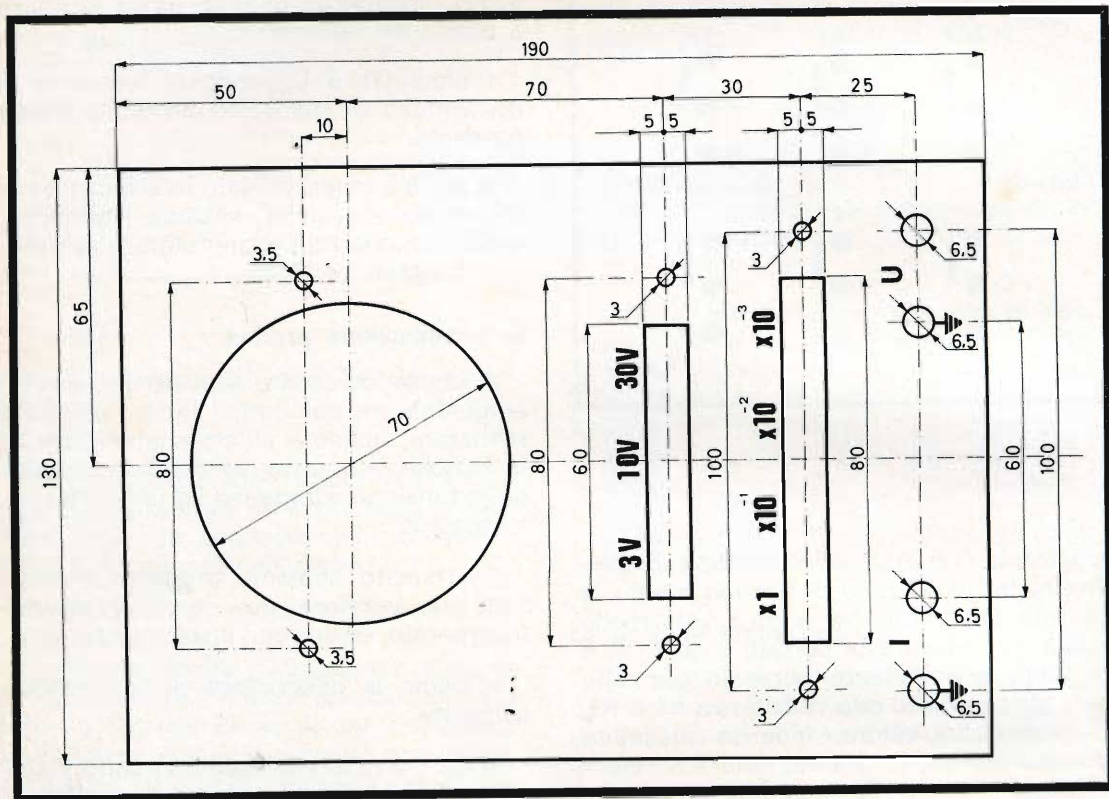



Fig. 11 - Piano di foratura e diciture del pannello frontale.

In fig. 11 è rappresentato il piano di foratura con le diciture del pannello frontale. Le diciture possono essere scritte con inchiostro di china e protette da un foglio di plastica trasparente autoadesivo.

Il circuito stampato viene fissato direttamente ai morsetti « + » e « — » del microamperometro. Ai punti A', B, C, D, E, F, G, O, P, Q, M della piastra devono essere collegati i fili che vanno ai corrispondenti punti del commutatore, secondo lo schema di cablaggio di fig. 12.

Lo strumento così completato può essere racchiuso in una scatola di alluminio, ottenuta con una fascia laterale a cui sono applicati i pannelli frontale e posteriore con viti autofilettanti.

Le dimensioni della scatola contenitrice sono 190 x 130 x 70 mm.

Completato così lo strumento rimane solo da tarare la scala del microamperometro direttamente in volt ed in decibel.

La scala dello strumento, che originariamente è lineare e divisa in 100 parti, deve essere completamente rifatta, e per questo è necessario togliere il quadrante dallo strumento. Per questo si toglie prima il coperchio di plastica trasparente, si

svitano quindi le due viti che fissano il quadrante allo strumento, e si sfila lo stesso, facendo attenzione a non piegare la lancetta indicatrice.

Per disegnare le nuove scale conviene procedere nel seguente modo: si fissa il quadrante con nastro adesivo su di un foglio da disegno e si ingrandisce la scala 0-100 disegnandola sul foglio da disegno, rispettando l'inizio ed il fondo scala, come appare in fig. 14; si cancellano quindi le diciture preesistenti con una gomma da inchiostro e si tracciano con il compasso e con l'inchiostro di china tre archi di mero di divisioni, letti sulla scala 0-100 ingrandita.

Attenzione però che tale taratura vale solo se viene usato il microamperometro di 100 μA indicato nell'elenco del materiale occorrente.

Se si usa un altro strumento, occorre procedere ad una taratura per confronto con strumento campione.

Ottenuti così i valori principali delle scale si possono dividere per dieci gli spazi tra i numeri interi.

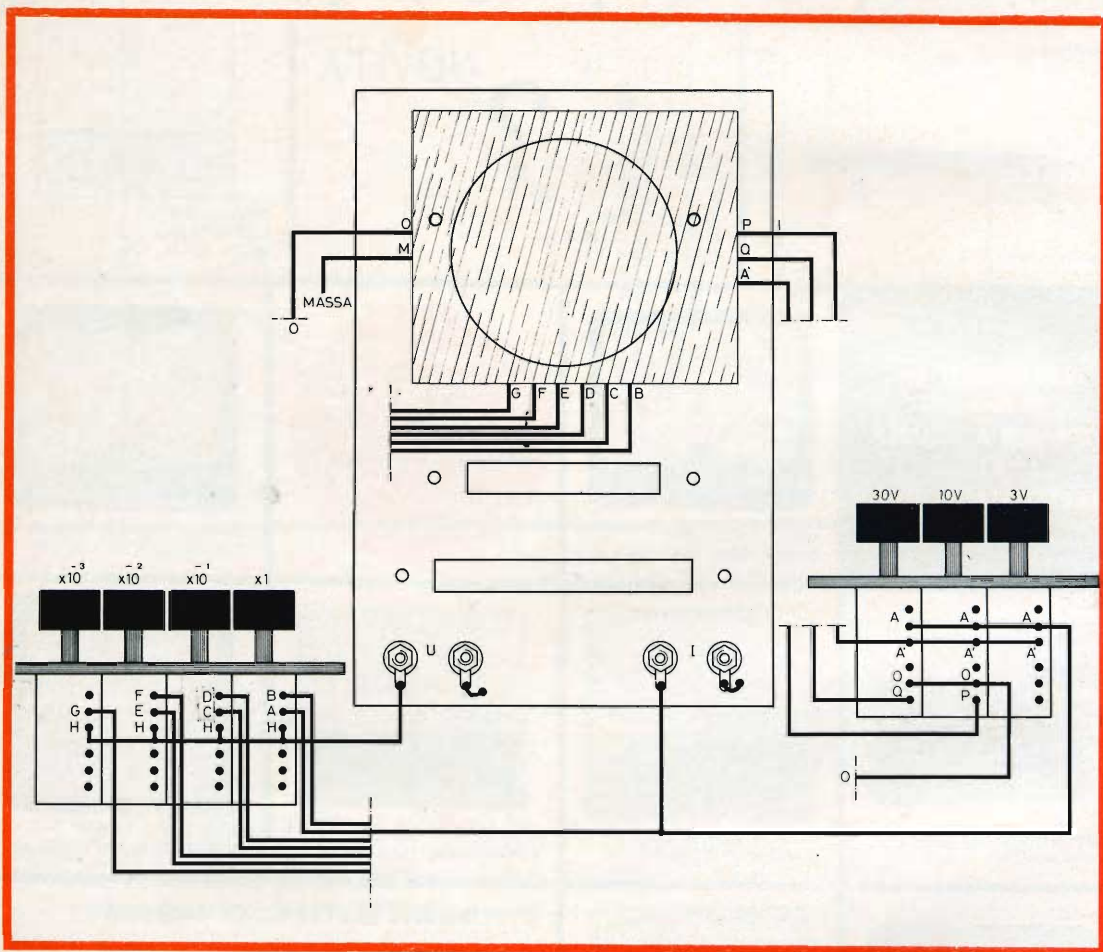



Fig. 12a - Schema di cablaggio.

cerchio, basandosi sul disegno di fig. 15. In tabella I, II e III sono riportati i valori da segnare sulle scale in funzione del nu-

Per il collaudo basta inviare una tensione alternata di 3 volt efficaci all'ingresso dell'attenuatore, e, mantenendo abbas-

Tab. I

Scala 0-3 V	
volt	**N° divisioni**
0	0
0,5	14
1	28
1,5	45
2	61,5
2,5	78,5
3	96

Tab. II

Scala 0-10 V	
volt	**N° divisioni**
0	0
1	8
2	17
3	27
4	37
5	47,5
6	58
7	68,5
8	79
9	89,5
10	100

Tab. III

Scala dB	
dB	**N° divisioni**
—5	12
—4	13,9
—3	15
—2	17
—1	19
0	21,5
+1	24
2	27
3	31
4	35,5
5	41
6	46,5
7	53
8	59,5
9	67
10	76,5
11	87

sati i tasti X1 e 3V, l'indice dello strumento deve segnare 3V, mentre con una tensione di ingresso di 10 volt e con i tasti X1 e 10V abbassati, l'indice deve portarsi

e deve essere caricato all'uscita con una impedenza di pari valore.

Lo schema d'impiego è riportato in fig. 16.

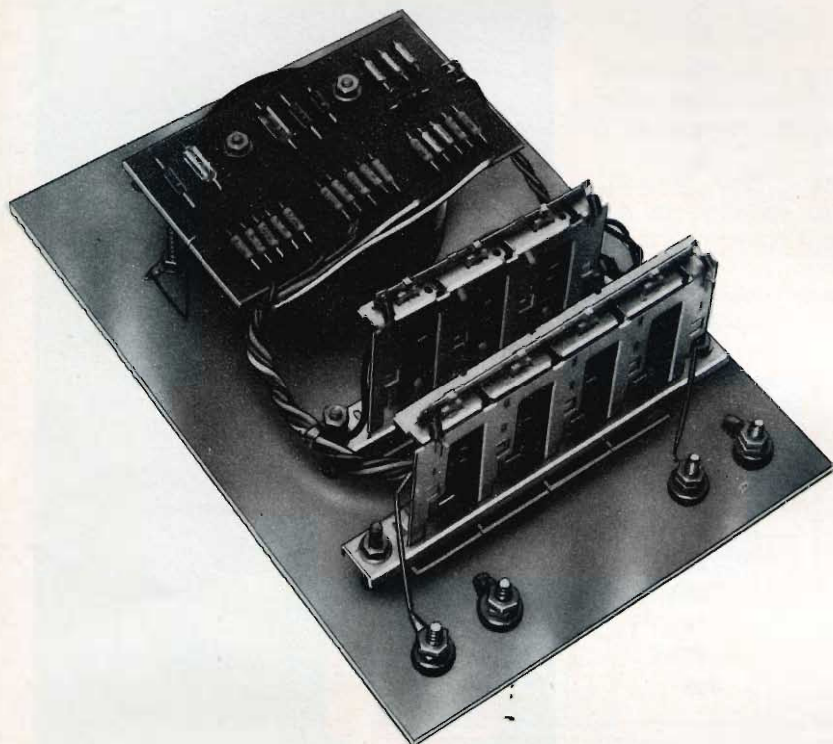



Fig. 12b - Vista posteriore dello strumento.

sul valore **10V**. Se ciò non avviene significa che i valori delle resistenze R3 e R4 non sono esatti ed occorrerà ritoccarli.

Quando il circuito applicato all'uscita dell'attenuatore presenta una impedenza maggiore di 600 Ω, è sufficiente porre in

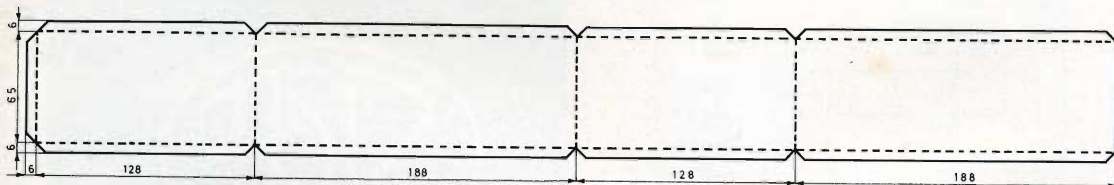



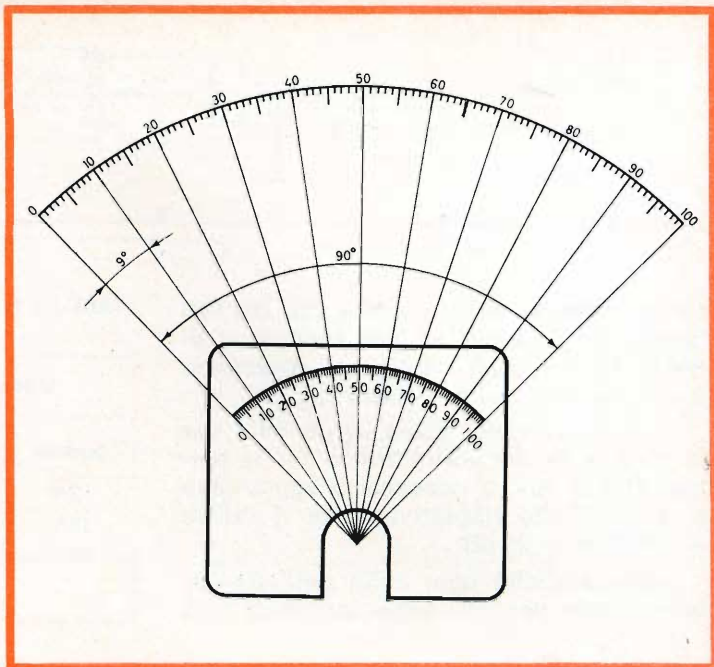
Fig. 13 - Fascia laterale del contenitore.

L'uso dello strumento

L'attenuatore così costruito deve essere sempre usato in unione ad un generatore la cui impedenza interna sia di 600 Ω,

parallelo all'uscita una resistenza di valore tale che il parallelo delle due impedenze sia pari a 600 Ω.

Per conoscere il valore della tensione d'uscita è sufficiente leggere il valore in-

Fig. 14 - Esempio di ingrandimento della scala dello strumento.
N.B. La scala è lineare.

dicato sullo strumento e moltiplicarlo per il fattore $X10^{-1}$, $X10^{-2}$, $X10^{-3}$, corrispondente al tasto abbassato.

Molto spesso è però comodo esprimere i livelli della tensione d'uscita in termini di decibel, e ciò può essere fatto direttamente leggendo sulla scala dello strumento tarato in dB.

Occorre però precisare che il livello « 0 dB » è stato assunto pari a 0,775 V,

Fig. 15 - Graduazione delle scale del voltmetro.

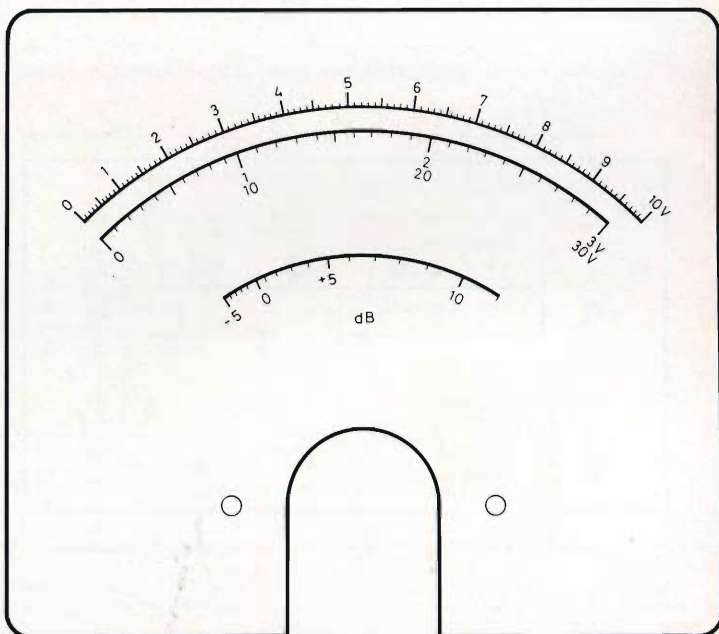
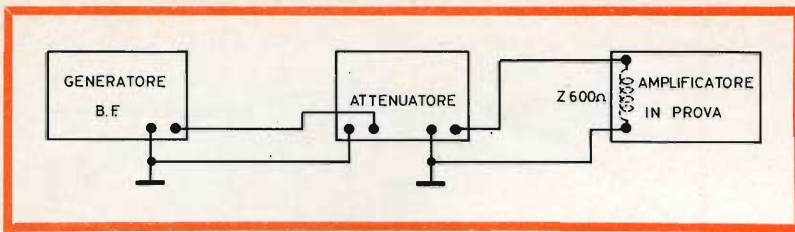



Fig. 16 - Circuito d'impiego dell'attenuatore.

corrispondente alla tensione che dissipa la potenza di 1 mW su una resistenza di 600 Ω (in tal caso i livelli si esprimono più propriamente in « dBm »).

La taratura della scala in dB vale per la portata 3V del voltmetro, e per le portate 10V e 30V è necessario aggiungere al valore letto rispettivamente il valore + 10 dB e + 20 dB.

Inoltre, poiché ogni cella dell'attenuatore divide per 10, essa introduce una

TABELLA IV

Voltmetro		Attenuatore	
portata	**dB**	**portata**	**dB**
3 V	**0**	**X 1**	**0**
10 V	**+ 10**	**X 10^{-1}**	**— 20**
30 V	**+ 20**	**X 10^{-2}**	**— 40**
		X 10^{-3}	**— 60**

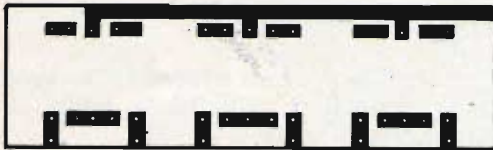



Fig. 17 - Circuito stampato visto dal lato saldature.

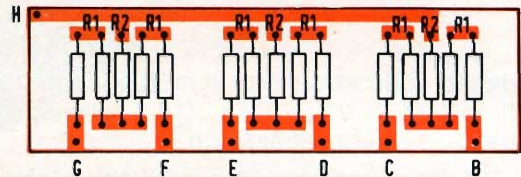



Fig. 18 - Circuito stampato visto dal lato componenti.

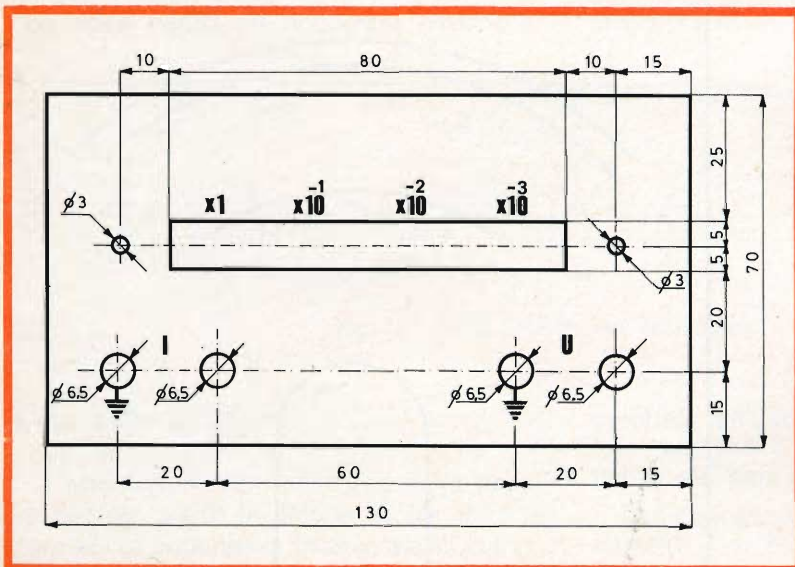



Fig. 19 - Pannello frontale del solo attenuatore.

190

130

130

70

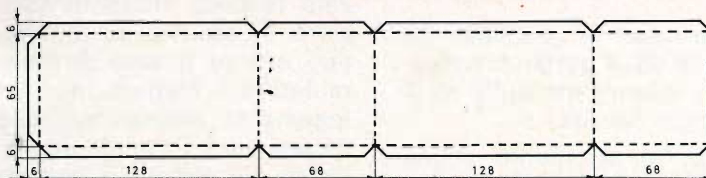
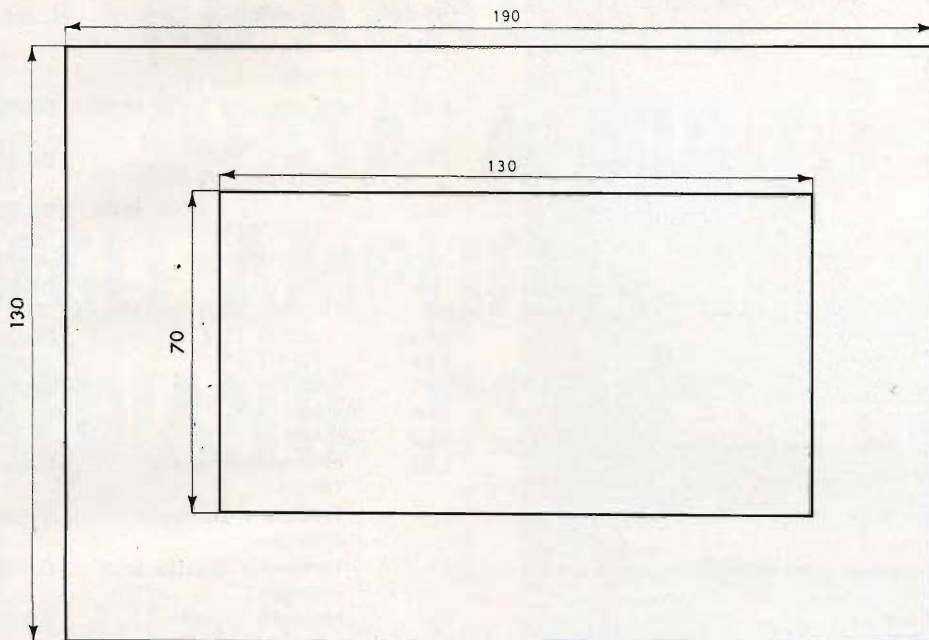



Fig. 20 - Fascia laterale e pannello posteriore del contenitore.

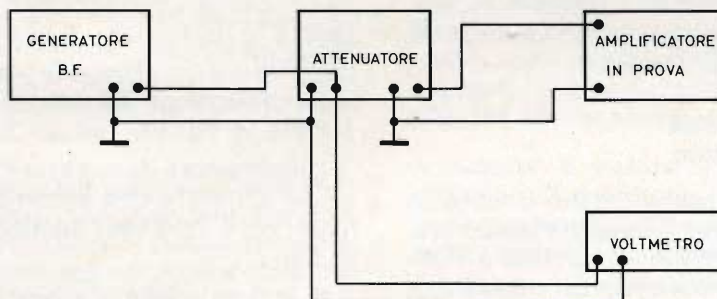



Fig. 21 - Circuito d'impiego.

MATERIALE OCCORRENTE

Sigla	Descrizione		N. G.B.C.
6 R1	470 Ω 1% / 20 Ω 1%	in serie	DR/86
3 R2	120 Ω 1%		DR/86
1 R3	6800 Ω 1% / 1000 Ω 1%	in serie	DR/86
1 R4	470 Ω 1% / 39 Ω 1%	in serie	DR/86
1 R5	120 Ω 1%		DR/86
1 R6	2,2 kΩ 2%		DR/80
1 R7	2,2 kΩ 2%		DR/80
1 D1	OA 85		—
1 D2	OA 85		—
1 St1	Microamperometro 100 μA		T/454
1 —	Tastiera a tre tasti collegati		0/533
1 —	Tastiera a quattro tasti collegati		0/535
4 —	Morsetti serrafilo		GD/2092

attenuazione espressa in dB pari a — 20 $\lg_{10} 10 = -20$ dB. È pertanto necessario sottrarre dal valore letto sullo strumento 20 dB per ogni decade.

Se, ad esempio, lo strumento segna + 5 dB e la lettura viene fatta nella portata 10V bisognerà aggiungere 10 dB; e se inoltre l'attenuatore si trova con il tasto $X10^{-2}$ abbassato, occorrerà sottrarre 20 dB.

Il valore della tensione d'uscita espresso in dB e riferito al livello 0 dB vale quindi $+ 5 + 10 - 20 = - 5$ dB.

In tabella IV sono riportati i valori in dB da aggiungere alla lettura.

Realizzazione pratica del solo attenuatore

In fig. 17 è rappresentato il circuito stampato visto dal lato delle saldature, mentre in fig. 18 lo stesso circuito è visto dal lato dei componenti. Le dimensioni della piastrina sono: 90 x 25 mm.

Per la realizzazione ci si può attenere a quanto è stato detto a proposito della costruzione della versione completa.

Il pannello frontale può essere realizzato tenendo presente solo la parte inferiore di fig. 11, ed il circuito stampato può essere fissato direttamente al commutatore a tastiera mediante i fili di collegamento, che devono essere sufficientemente rigidi in modo da sostenere la piastrina del circuito stampato.

Per il cablaggio si può seguire lo schema di fig. 12 per il solo commutatore a quattro tasti.

L'attenuatore così completato può essere racchiuso in un contenitore di alluminio che è costituito da una fascia laterale a cui vengono applicati i pannelli anteriore e posteriore mediante viti autofilettanti.

Le dimensioni del contenitore sono riportate in fig. 20.

L'attenuatore deve essere usato in unione ad un voltmetro esterno applicato ai morsetti d'ingresso, secondo lo schema di fig. 21.

Il valore della tensione d'uscita è dato dal valore letto dal voltmetro moltiplicato per il fattore di attenuazione $X10^{-1}$, $X10^{-2}$, $X10^{-3}$, scelto mediante il tasto del commutatore.

RIPARAZIONE E MESSA A PUNTO DEGLI AMPLIFICATORI B.F. MEDIANTE OSCILLOSCOPIO

Riportiamo in questo articolo e in altri due che pubblicheremo nei prossimi numeri, gli esami che è necessario eseguire all'oscilloscopio sugli amplificatori di bassa frequenza per ottenere un'esatta riparazione e una buona messa a punto.

Nella maggior parte delle riparazioni di amplificatori di bassa frequenza dovute a guasti comuni è più che sufficiente l'impiego di un tester, mentre se nell'amplificatore è presente una distorsione o una deformazione nella forma d'onda d'uscita l'impiego di un oscilloscopio può essere di grande aiuto. L'oscilloscopio permetterà in ogni caso di eseguire una riparazione corretta, e una messa a punto impeccabile, in quanto mette in grado il riparatore di rilevare ogni distorsione sulla curva di uscita.

Il procedimento di misura è molto semplice. Si collega l'ingresso dell'amplificatore a un generatore di bassa frequenza adatto a fornire segnali sinusoidali. Per maggiore sicurezza è buona norma controllare all'oscilloscopio che il segnale di uscita del generatore sia proprio sinusoidale, prima di accingersi alla prova dell'amplificatore.

È consigliabile procedere nella prova con un metodo ordinato cioè collegando l'ingresso dell'amplificatore verticale dell'oscilloscopio prima all'uscita del primo stadio, poi all'uscita del secondo stadio ecc., e infine sulla bobina mobile.

Per effettuare una prova valida si dovrebbe ripetere le misure con 3 o 4 frequenze diverse scelte nella gamma di lavoro dell'amplificatore allo scopo di studiare il comportamento del circuito alle frequenze basse, medie e alte.

Durante le misure si deve regolare il comando di scansione in modo da avere sullo schermo solamente due o tre sinusoidi. Esaminiamo quindi gli oscillogrammi che si possono ottenere.

Rispetto alla fig. 1 si avrà:

A : segnale amplificato correttamente;

B e C : segnale con distorsione di 3ª armonica;

D : segnale con distorsione di 2ª armonica;

E : segnale proveniente da un circuito push-pull con polarizzazione elevata. È evidente una distorsione di 3ª armonica;

F : segnale proveniente da un circuito push-pull sovraccaricato. Pilotaggio di griglia troppo forte;

G : segnale ottenuto con pilotaggio di griglia troppo elevato (sovraccarico) nel caso di uno stadio a valvola unica.

Oltre a questo primo metodo ne esiste un altro per la misura degli amplificatori BF: la scansione orizzontale viene soppressa; questa viene sostituita applicando all'ingresso dell'amplificatore orizzontale, il segnale trovato all'uscita del generatore e applicato in un altro punto dell'amplificatore BF esaminato. All'ingresso dell'amplificatore verticale dello oscilloscopio viene inviato il segnale di bassa frequenza uscente da uno stadio o dallo stadio finale, dell'amplificatore esaminato. Le tensioni applicate alle placche orizzontali da una parte e alle placche verticali dall'altra, vengono regolate per mezzo di potenziometri posti sull'oscilloscopio, allo scopo di rendere queste tensioni di ampiezza sensibilmente uguale fra di loro.

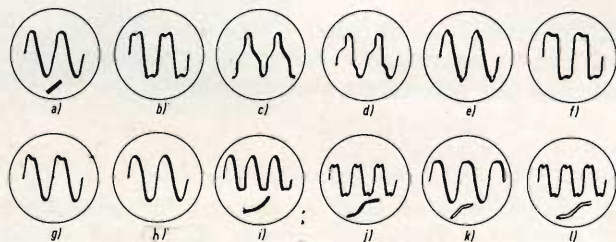



Fig. 1 - Riportiamo gli oscillogrammi che si possono ottenere all'uscita di un amplificatore B.F.

Nota - Quando nel segnale di uscita si nota una distorsione, si può facilmente trovare la sua provenienza collegando l'ingresso dell'oscilloscopio, ai vari stadi dell'amplificatore.

H : segnale riprodotto correttamente ma che presenta una autooscillazione alle frequenze elevate (non udibile) dovuta quasi sicuramente alla valvola finale.

Si deve notare che in qualche caso alcuni di questi difetti si sommano; così un'autooscillazione si può aggiungere a un sovraccarico della tensione di pilotaggio di griglia.

La curva rappresentata nella fig. 1 G rappresenta, in più, la « dentellatura » dell'autooscillazione.

Se il funzionamento dell'amplificatore è corretto, sull'oscilloscopio, si deve ottenere una retta (rappresentata alla base dell'oscillogramma A) qualunque sia il valore della frequenza applicata. Diciamo subito però che ottenere una retta è un caso molto raro, generalmente, si ha uno sfasamento (effetto di autoinduttanza, sulle frequenze basse, e di capacità sulle frequenze alte), e l'oscillogramma che si ottiene è una ellisse. Ottenere una ellisse non è molto grave fintanto che l'ellisse non diventa molto schiacciata e resta... un'ellisse

Quando l'oscillogramma ottenuto comporta delle ondulazioni, vuol dire che nel circuito esiste una distorsione armonica; quando invece l'oscillogramma è tronco o piuttosto schiacciato alle sue estremità, si avrà saturazione in uno

stadio, o polarizzazione eccessiva oppure entrambe.

Le curve riportate in I, J, K e L rappresentano segnali affetti da saturazione, distorsione e sovraccarichi. L'oscillogramma normale è ottenuto con il primo metodo (con scansione a dente di sega), come confronto, riportiamo sotto l'oscillogramma la curva ottenuta con il secondo metodo.

Si ottiene:

I : saturazione al gomito inferiore (polarizzazione troppo forte);

J : saturazione completa, gomito inferiore e superiore (tensione di pilotaggio di griglia eccessiva);

K : sovraccarico al gomito superiore, pilotaggio di griglia troppo forte o cattiva polarizzazione (troppo bassa); inoltre si constata un leggero sfasamento, grazie all'oscillogramma in basso ottenuto con il secondo metodo;

L : pilotaggio di griglia troppo violento, forte sovraccarico, inoltre sfasamento elevato.

Prendiamo in considerazione, per esempio, gli oscillogrammi J o K; agendo sulla polarizzazione, si regola quest'ultima in modo che la valvola possa sopportare la tensione massima di pilotaggio di griglia senza sovraccarico, senza saturazione, ne al gomito inferiore, ne al gomito superiore.

Oltre a questi due esiste ancora un altro metodo molto preciso che non ammette il più piccolo errore ed è lo studio effettuato con segnali rettangolari, di cui parleremo più avanti.

La maggior parte dei circuiti amplificatori BF ha come stadio finale uno stadio push-pull, ed è appunto questo che genera la distorsione. Quando succede questo fatto, si può trattare di una delle valvole del push-pull, ma è anche possibile che si tratti di un cortocircuito parziale fra le spire del trasformatore di uscita.

Se si verificano invece delle distorsioni insensibili, si può trattare quasi certamente di uno squilibrio avvenuto nel push-pull dovuto a una delle valvole che si è esaurita più rapidamente dell'altra. Per accertare ciò, si può effettuare una misura rapida, come è schematizzato in fig. 2.

Su ogni circuito anodico si inserisce un milliamperometro (0-50 o 0-100 mA) e si deve leggere senza fallo la stessa corrente. In caso contrario, si dovrà riequilibrare il push-pull, vale a dire si dovrà sostituire la valvola usata (quella la cui corrente anodica è più debole). Nel fare questa operazione si deve fare attenzione a trovare una valvola la cui dissipazione anodica sia identica a quella dell'altra valvola considerata come buona. Ora, siccome spesso anche quest'ultima è un poco usata, è generalmente buona norma sostituire le due valvole vecchie con due valvole nuove selezionate aventi la stessa corrente anodica.

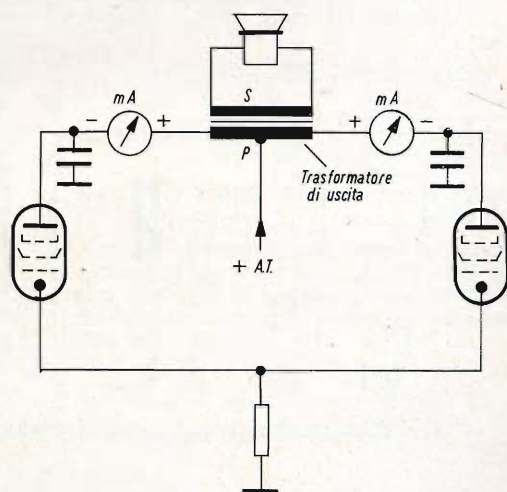



Fig. 2 - Circuito di misura di due valvole finali in push-pull.

Nel corso di questa prova è consigliabile verificare anche i due condensatori di fuga anodici e i due condensatori di collegamento (pilotaggio delle griglie di comando).

Al termine di queste operazioni si potranno togliere i due milliamperometri. Do-

po il controllo delle valvole finali e dei condensatori si passa alla realizzazione dell'equilibrio statico del push-pull. Questo stadio finale deve anche soddisfare l'equilibrio dinamico effettuato all'oscilloscopio. Si deve tener presente però che è inutile tentare di ottenere l'equilibrio dinamico se l'equilibrio statico non è stato realizzato in modo corretto.

Per equilibrio dinamico si intende il funzionamento reale dell'amplificatore. Per ottenere la condizione di equilibrio dinamico, ogni griglia delle valvole che compongono lo stadio push-pull deve ricevere dei segnali sfasati di 180° e di ampiezza

avere una conferma di questo stato di cose, è sufficiente esaminare il funzionamento di un tale montaggio sfasatore allo oscilloscopio con diverse frequenze scelte nella gamma udibile, per esempio a 30, 300, 1500, 5000, 10.000 Hz ecc.; nella maggioranza dei casi, si constata che quando l'equilibrio delle tensioni di pilotaggio fornito allo stadio push-pull è buono alle basse frequenze, non lo è più alle frequenze elevate, e viceversa. Se al posto delle valvole si utilizza un trasformatore sfasatore si evitano questi inconvenienti ma si aumenterà il costo dell'apparecchio in quanto un buon trasformatore è molto caro.

Fig. 3 - Verifica all'oscilloscopio dello stadio finale BF in push-pull.

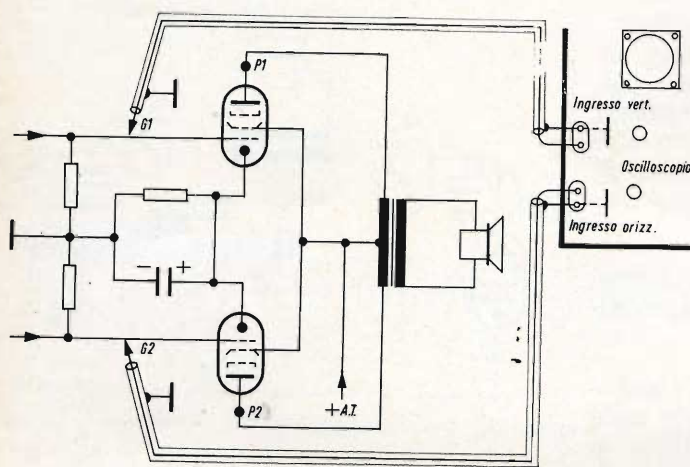



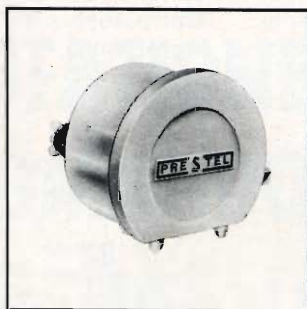
Fig. 3 - Verifica all'oscilloscopio dello stadio finale BF in push-pull.

istantanea uguale. Si ottiene un soddisfacente equilibrio delle tensioni di pilotaggio BF quando si utilizza un trasformatore sfasatore, a meno che quest'ultimo sia difettoso (spire interrotte o in cortocircuito parziale). Al contrario, se lo sfasamento viene effettuato con una valvola, si dovrà verificare molto attentamente e l'equilibrio delle tensioni di pilotaggio verrà realizzato regolando e variando i valori delle resistenze di carico dei circuiti dello stadio sfasatore.

Si deve tener presente che i montaggi sfasatori a valvole che restano equilibrati dinamicamente a lungo nella gamma delle basse frequenze sono piuttosto rari. Per

In un montaggio sfasatore a valvole si deve fare molta attenzione per ottenere un equilibrio dinamico più perfetto possibile, si deve fare molta attenzione sia alle frequenze basse sia alle frequenze elevate; questo si può fare utilizzando lo oscilloscopio come mezzo di controllo e agendo sui valori dei diversi componenti dello stadio (delle resistenze in modo particolare).

Ci occuperemo ora della procedura da seguire per la verifica dell'equilibrio dinamico delle tensioni di pilotaggio di un push-pull. Per prima cosa si deve collegare una delle griglie all'ingresso dell'amplificatore orizzontale dell'oscilloscopio e

AMPLIFICATORI D'ANTENNA A TRANSISTORI

TR 2 - UHF Guadagno 26 dB (20 volte) a 2 transistori

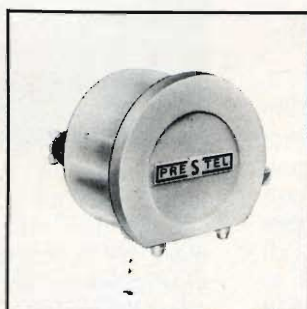
TR 2 - VHF Guadagno 30 dB (30 volte) a 2 transistori

TR 1 - UHF Guadagno 17 dB (7 volte) a 1 transistore

TR 1 - VHF Guadagno 16 dB (6 volte) a 1 transistore

ALIMENTATORI PER AMPLIFICATORI

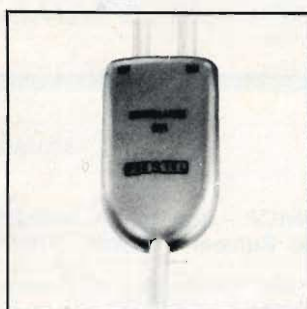
A 3 N Alimentatore normale adatto per tutti gli amplificatori sino ad un numero massimo di 3. Commutando internamente serve per 1, per 2 oppure per 3 amplificatori.
Accensione diretta 220 V - 1,5 W c.a. - Impedenza entrata-uscita 75 Ω

AT 1 Alimentatore economico adatto per tutti gli amplificatori non miscelati.
Accensione diretta 220 V - 1,5 W c.a. - Entrata 75 Ω; Uscita 300 Ω.

MISCELATORI PER AMPLIFICATORI

MA 1 **UHF-VHF** Entrata 75-300 Ω
Uscita 75 Ω

MA 2 per I e III banda - Entrata 75-300 Ω
Uscita 75 Ω

A mezzo commutazione interna è possibile alimentare gli eventuali amplificatori. Qualora si misceli un segnale proveniente direttamente dall'antenna l'alimentazione non va inserita.

MI 3 **UHF-VHF** per esterno - Entrata 75-300 Ω; Uscita 75 Ω

DEMISCELATORI UHF-VHF

DM 1 DEMISCELATORE **UHF-VHF**
Entrata 75 Ω; Uscita 300 Ω, volante

TRASFORMATORI DI IMPEDENZA

TI - UHF TRASFORMATORE di IMPEDENZA **UHF** 75-300 Ω, volante

TI - VHF TRASFORMATORE di IMPEDENZA **VHF** 75-300 Ω, volante

C.so Sempione, 48 - 20154 MILANO

l'altra griglia all'ingresso dell'amplificatore verticale (in fig. 3 questi punti sono rappresentati con G_1 e G_2); per fare questa prova non viene utilizzato il dispositivo di scansione interno dell'oscilloscopio.

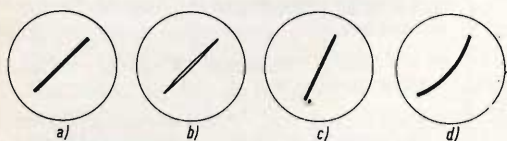



Fig. 4 - Oscillogrammi ottenuti all'uscita dell'amplificatore.

Dopo aver fatto i collegamenti allo oscilloscopio, si deve collegare l'ingresso dell'amplificatore BF in esame a un generatore BF, facendo diverse prove con alcune frequenze ripartite nella gamma audio.

Per dare un senso alla prova, si prendano ora in considerazione gli oscillogrammi rappresentati in fig. 4. Quando il funzionamento è del tutto corretto si ottiene una retta inclinata a 45° (A); quando invece si ha uno sfasamento minore di 180°, specialmente per certe frequenze, si ottiene una specie di « ellisse » (B); se la retta ottenuta non è più inclinata a 45°, vuol dire che si ha un pilotaggio di griglia di ampiezza maggiore dell'altro (C); quando si ottiene una curva come la (D), significa che uno dei pilotaggi di griglia comporta delle distorsioni.

Se si vuole ottenere l'oscillogramma di fig. 4 A si deve realizzare il circuito di sfasamento di un push-pull con un trasformatore sfasatore di qualità; gli oscillogrammi B, C e D si ottengono quando il circuito di sfasamento è realizzato con una valvola. A seconda dei difetti riscontrati, si deve agire sulle resistenze di carico e sui condensatori di collegamento della valvola sfasatrice.

L'uscita del circuito push-pull è equilibrata quando i circuiti di pilotaggio di griglia sono perfettamente equilibrati. Per verificare ciò è sufficiente rifare la stessa misura collegando però gli ingressi verticale o orizzontale dell'oscilloscopio ai punti P_1 e P_2 (fig. 3) vale a dire sulle placche delle valvole del push-pull; il livello viene regolato dai potenziometri dell'oscilloscopio corrispondenti a ciascun ingresso. Se il funzionamento è regolare, si deve ottenere ancora l'oscillogramma A di fig. 4 vale a dire una retta inclinata esattamente a 45°. Se non è così (oscillogramma C, in particolare) vuol dire che le due valvole del push-pull non sono assolutamente identiche, ma una è più usata dell'altra. Questa differenza non si deve più riscontrare, se lo stadio finale è stato equilibrato staticamente in precedenza (come si è mostrato in fig. 2). Quando l'amplificatore in esame è del tipo stereofonico, è evidente che tutte le osservazioni oscillografiche precedentemente esposte devono essere fatte su ciascun canale.

(Da « Le Haut-Parleur » 6604)

RECENSIONE

Dott. R. Visentin - LEZIONI DI ELETTRONICA - due volumi indivisibili, pagine 900, con numerosi schemi ed illustrazioni. Editore Mario Bulzoni - Roma. Prezzo complessivo, Lire 9.000.

L'autore, ricercatore presso i laboratori del Sincrotone di Frascati ed assistente presso la cattedra di Fisica della Facoltà di Ingegneria di Roma, con questi due volumi, suddivisi in 32 lezioni, ha voluto fornire un altro mezzo a coloro che intendono iniziare lo studio dell'elettronica od approfondirne la conoscenza, con particolare riferimento alla tecnica impulsiva.

L'esposizione si avvale di molti esempi numerici allo scopo di fornire quel bagaglio di ordini di grandezza che oltre ad essere utile nella comune pratica consentono di verificare la validità e l'applicazione delle formule.

La materia è trattata nei due volumi in modo facilmente comprensibile ed è stata impostata in maniera che fra ogni lezione e la successiva è stabilito uno stretto legame che consente lo studio regolare anche ai meno iniziati.

LA COMMUTAZIONE A COMANDO PASSO - PASSO

ELETTRONICA INDUSTRIALE

Siccome la commutazione automatica di corrente o tensione è sempre più utilizzata, la S.F.M.I. ha realizzato in collaborazione con la ELCOM dei prototipi di motori passo-a-passo commutatori.

Le elevate caratteristiche di questi apparecchi, in particolare la loro grande velocità e un numero elevato di commutazioni, permettono loro di rimpiazzare degli apparecchi elettronici costosi.

— Comandi digitali per impulsi di molto debole energia
— Velocità essenzialmente variabile (attualmente da 0 a 300 passi/s).
— Fedeltà di posizione
— Posizionamento preciso senza arresto meccanico, dunque senza usura
— Arresto istantaneo senza scorrimento
— Possibilità di programmazione
— Reversibilità

Questi prototipi permettono la commutazione di correnti forti o deboli. Essi possono essere telecomandati molto semplicemente, e possono funzionare anche in atmosfera irrespirabile.

D'altro canto, il controllo del movimento, quando è desiderato, è particolarmente semplice, poiché basta utilizzare un secondo motore passo-a-passo connesso in parallelo col primo. Attualmente l'S.F.M.I. fabbrica tali prototipi funzionanti fino a 300 passi al secondo. Una nuova tappa sarà raggiunta prossimamente con delle velocità di 1.000 commutazioni al secondo.

Commutatore	Comando del motore
— da 1 a 25 lamelle — 12 direzioni a 1-2-3-4-6 circuiti — 25 direzioni a 1-2-3-4-6 circuiti 36 direzioni a 1-2 circuiti 48 direzioni a 1-2-3-4-6 circuiti — contatto fisso Ag Ag-Cd Au-Ag-Cu — contatto mobile Ag-Pd Ag Au-Ag-Cu — interruzione fino a 250 V - 2 A — resistenza di contatto: 2,5 a 10 Ω	— alimentazione CC 28 V ± 10% — consumo 0,3 ÷ 1,4 A — impulsi di comando: ampiezza 10 V ± 5 V larghezza 20 μS impedenza d'entrata: 1.000 - 600 o 100 Ω — comando AV - AR per entrate separate o per impulsi di polarità opposte su una sola entrata — corrispondenza assoluta tra comando e risposta

Costruzione di grande specializzazione realizzata dalle **Officine Meccaniche Antonio Banfi**

selettore VHF a transistor *

ALIMENTAZIONE

Stadio RF 12 V/3 ÷ 9 mA
(a.g.c. 8,5 ÷ 1,5 V)
Stadio Oscill. 12 V/6 mA
Stadio Mescol. 12 V/3,5 mA

DIMENSIONI

lunghezza mm. 80,5
larghezza mm. 59,25
altezza mm. 68

Consente la ricezione delle bande:

1ª: canali A-B-C o 2-3-4 C.C.I.R.
3ª: canali D-E-F-G-H-H1-H2 o 5-6-7-8-9-10-11 C.C.I.R.

*** Transistori impiegati:
AF 109 R • AF 106 • AF 106

CARATTERISTICHE PARTICOLARI

		Banda 1ª	Banda 3ª
Guadagno (1)	dB	⩾ 40	⩾ 38
Cifra di fruscio	dB	⩽ 5,5	⩽ 6,5
Larghezza di banda RF picco picco	MHz	⩽ 5,5	⩽ 5,5
Rejezione immagine	dB	⩾ 60	⩾ 60
Rejezione frequenza intermedia	dB	⩾ 45	⩾ 60
Coefficiente di riflessione	%	⩽ 40	⩽ 40
Sintonia fine	MHz	2 ÷ 4	2 ÷ 4
Stabilità oscillatore			
per variazione della tensione di alimentazione del ± 10%	kHz	⩽ 50	⩽ 50
per variazione della temperatura ambiente di 25 °C	kHz	⩽ 200	⩽ 200
Impedenza di ingresso Simmetrica	300 Ohm		
Asimmetrica	75 Ohm		

(1) Misura effettuata come rapporto tra la tensione presente ai morsetti di antenna e la tensione dello stesso segnale sul secondario del filtro F.I. smorzato con 2700 Ohm; banda F.I. = 6 MHz a 3 dB, insellamento 5%.

Complessi meccanici delle Officine di Precisione

Antonio Banfi

BARANZATE/MILANO - VIA MONTE SPLUGA 16
20021 - TEL. 990.1881 (4 LINEE)

ELETTRONICA INDUSTRIALE

STUDIO DI UN CIRCUITO NOR-GATE

di L. Biancoli

Col progredire della tecnica elettronica nel campo delle applicazioni ai circuiti logici numerici di comune impiego nei dispositivi di controllo, e negli impianti di comunicazioni funzionanti entro limiti di temperature compresi fra — 30 e +60°C, si va sempre più diffondendo l'uso dei circuiti « NOR-GATE ». I circuiti che descriviamo, in particolare, possono essere utilizzati come dispositivi « AND », per impulsi di polarità positiva, o comunque di ampiezza variabile in senso positivo, come circuiti « OR-GATE », per impulsi di polarità negativa, o comunque di ampiezza variabile in senso negativo; il primo di essi può infine prestarsi all'impiego pratico come invertitore, per impulsi positivi o negativi, o comunque variabili in entrambe le direzioni. Non può però essere usato come circuito « AND-GATE » per impulsi, quando si verifica il caso in cui un impulso spurio di uscita possa provocare degli errori. Per questo caso specifico, viene descritto un secondo circuito, avente caratteristiche analoghe.

Come abbiamo premesso, il circuito descritto per primo può servire esclusivamente nei casi citati. Quando invece si verifichino le condizioni di cui al termine della premessa, è necessario usare un altro circuito, esclusivamente del tipo « NOR-GATE », che — pur avendo caratteristiche simili — si differenzia sostanzialmente dal primo.

CONSIDERAZIONI DI PROGETTO

Per ovvi motivi di logica e di praticità, oltre che di costo, sarebbe assurdo pretendere la realizzazione di un tipo di circuito « NOR-GATE », per ogni possibile numero di ingressi. Sotto questo aspetto, la soluzione più semplice consiste nello scegliere un circuito ad ingressi multipli, come dispositivo standard da adattare alle varie esigenze.

Ovviamente, se è necessario disporre di un numero maggiore di ingressi, è possibile combinare tra loro un certo numero di circuiti standardizzati, fino ad ottenere il numero di ingressi desiderato.

Ove invece si presenti la necessità di disporre di un numero di ingressi minore, è sempre possibile collegare a massa gli ingressi non utilizzati.

Il circuito descritto, adatto all'impiego con due o con quattro circuiti di ingresso, presenta la massima flessibilità per l'impiego come dispositivo « GATE ». Quando viene usato come invertitore, si fa uso del circuito a due soli ingressi, uno dei quali viene collegato a massa. Di conseguenza, un solo circuito è in grado di svolgere tre delle funzioni principali che sono necessarie in un circuito calcolatore.

Descrizione del circuito

Per ottenere la funzione stabilita di circuito « GATE » per impieghi generici, è stato scelto un circuito ad un solo transistore, utilizzato come stadio amplificatore con emettitore a massa (vedi **figura 1**).

Quando il circuito viene usato come dispositivo « AND-GATE », il transistore è normalmente in stato di conduzione, e non può passare in stato di interdizione, a meno che il potenziale applicato a tutti i circuiti di ingresso non venga variato contemporaneamente verso il massimo valore positivo, corrispondente ad una tensione pari a zero.

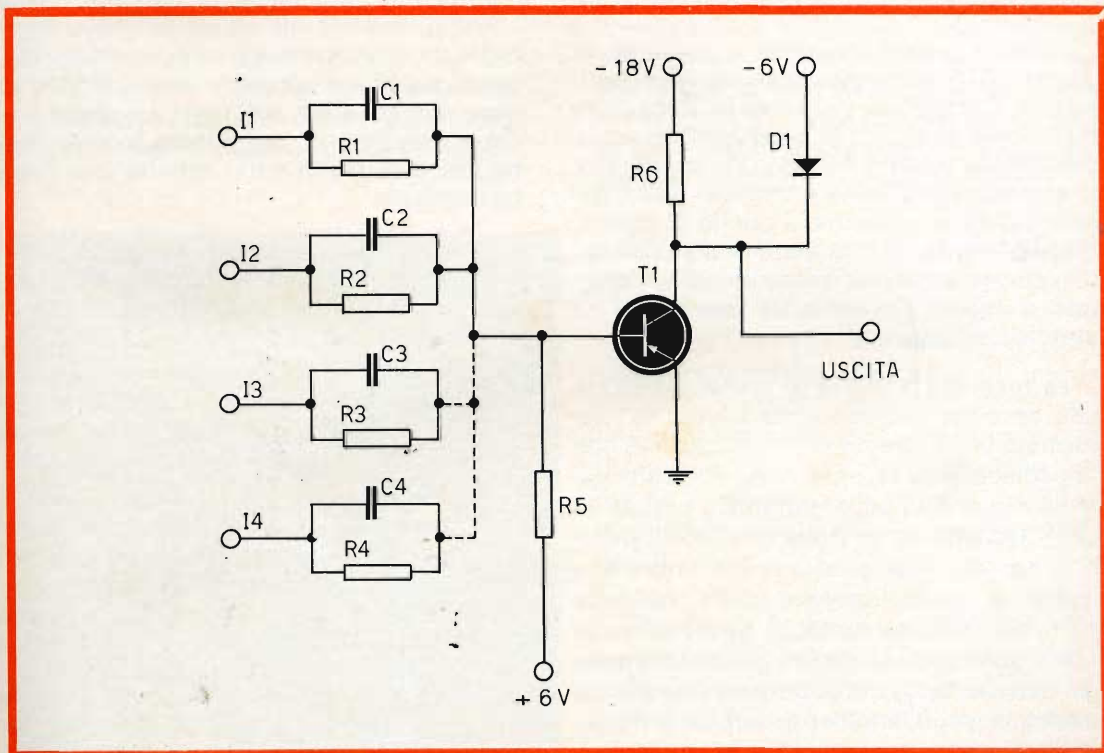



Fig. 1 - Schema di principio del circuito « NOR-GATE » per impieghi generici. Esso può funzionare sia con i primi due ingressi contrassegnati I1 e I2, sia con l'aggiunta degli altri due contrassegnati I3 ed I4, a patto che vengano adattati opportunamente i valori di R5 e di R6. I circuiti di ingresso sono costituiti invariabilmente da una capacità e da una resistenza in parallelo tra loro.

Quando il circuito funziona invece come dispositivo « OR-GATE », il transistore viene a trovarsi normalmente in stato di interdizione, ma può passare allo stato di conduzione quando il potenziale applicato ad uno quasiasi degli ingressi passa dal valore zero al valore di —6 volt. Se più di uno solo dei circuiti di ingresso assume un potenziale negativo, il transistore si

approssima sempre più allo stato di saturazione, senza però che ciò eserciti alcuna influenza nei confronti del segnale di uscita.

Come si è detto, il circuito può anche essere usato come invertitore, impiegandolo come circuito a due ingressi, e collegando a massa gli ingressi non utilizzati.

L'uscita, corrispondente al collettore, assume il potenziale fisso di — 6 volt, quando il transistore si trova in stato di interdizione, in quanto fa capo appunto a tale potenziale, tramite il diodo D1; per contro, la stessa uscita viene a trovarsi ad un potenziale assai prossimo a quello di massa, quando il circuito è in stato di conduzione, in quanto risulta praticamente corto-circuitato a massa, essendo il transistore in stato di saturazione.

La tensione positiva di 6 volt, applicata alla base attraverso la resistenza R5, determina una corrente di polarizzazione che impedisce il passaggio della corrente I_{CBO} nella regione di base, durante i periodi in cui il transistore si trova in stato di interdizione: di conseguenza, essa impedisce anche la moltiplicazione della suddetta corrente. Naturalmente, il funzionamento con il potenziale bloccato, grazie all'impiego del diodo D1, standardizza l'ampiezza massima degli impulsi di uscita e dei livelli relativi.

Questo metodo di funzionamento contribuisce anche ad aumentare la velocità del periodo di transizione nei due sensi, ossia dallo stato di conduzione allo stato di interdizione e viceversa. Sotto tale aspetto, in primo luogo viene limitata l'ampiezza massima dei segnali di ingresso, a causa del potenziale fisso applicato ai circuiti di eccittazione, e ciò limita il numero dei portatori minoritari immagazzinati nella base del transistore pilotato. Ciò — a sua volta — permette ai portatori minoritari di allontanarsi dalla regione di base assai più rapidamente durante gli istanti di passaggio dallo stato di conduzione a quello di interdizione: di conseguenza, si riduce il tempo di sosta dei portatori. In secondo luogo, il tempo di salita della tensione di uscita diminuisce, in quanto la variazione di tensione viene limitata, ad opera del potenziale fisso, alla parte iniziale di una forma d'onda avente un andamento esponenziale.

La figura 1, già citata, illustra il circuito propriamente detto. In essa si nota che i circuiti di ingresso sono quattro, sebbene i primi due, cominciando dall'alto, siano effettivi, mentre gli ultimi due, ove lo si desideri, possono essere aggiunti ai primi, ossia applicato al medesimo circuito di base che consiste nell'ingresso dello stadio a transistore; per questo motivo essi risultano collegati nello schema con linee tratteggiate.

Ciascuno dei quattro circuiti di ingresso considerati consta di un circuito RC in parallelo, nel quale la capacità ha un valore di 180 picofarad, e la resistenza un valore di 5,62 kiloohm. Tutti e quattro i circuiti così concepiti fanno capo alla base del transistore, del tipo 2N 404, che riceve la tensione positiva di 6 volt tramite R5. L'emettitore è regolarmente collegato a massa, ed il collettore fa capo a due diversi potenziali: un potenziale negativo di 18 volt, tramite la resistenza R6, ed un potenziale negativo di 6 volt, tramite il diodo D1, del tipo 1N 695.

Dal collettore viene prelevato il segnale di uscita, che viene successivamente applicato al circuito di utilizzazione.

Il passaggio dal funzionamento con due circuiti di ingresso al funzionamento con quattro circuiti di ingresso viene effettuato assai semplicemente variando i valori delle resistenze R5 ed R6, ed aggiungendo i due circuiti RC visibili in basso a sinistra nello schema.

Quando il dispositivo viene usato come invertitore nei confronti di segnali variabili in senso **positivo**, si verificano inevitabilmente le restrizioni che sussistono di solito agli effetti del carico di uscita di un circuito « AND-GATE ». Quando invece viene usato come stadio invertitore per segnali variabili in senso **negativo**, sussistono le limitazioni normali nei confronti del carico di uscita di un circuito « OR-GATE ».

Funzionamento come circuito « AND »

Durante il funzionamento come circuito « AND-GATE », è probabile che — in corrispondenza dell'uscita — si presenti un impulso spurio. Supponiamo che tutti gli ingressi siano inizialmente al potenziale di — 6 volt, e che uno di essi assuma improvvisamente un potenziale positivo. In tal caso, un segnale transitorio di polarità positiva passerà attraverso la capacità di ingresso, e porterà alcuni portatori minoritari al di fuori della regione di base.

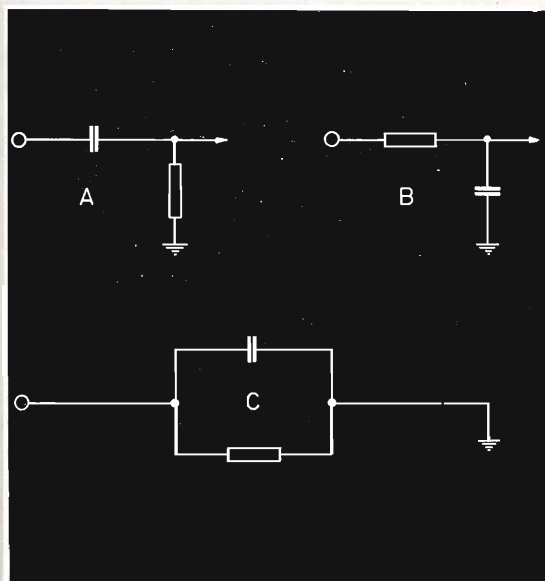



Fig. 2 - Rappresentazione schematica dei circuiti equivalenti di carico e dell'impedenza di uscita. In A, il circuito di ingresso è capacitivo su carico resistivo; in B il circuito di ingresso è resistivo su carico capacitivo. In C — infine — è rappresentato il circuito di carico completo, costituito da due componenti RC, in parallelo tra loro.

Nei transistori che presentano un basso fattore di magazzinaggio dei portatori minoritari, questo dislocamento dei portatori stessi provoca il passaggio temporaneo del transistore allo stato di interdizione, per cui — in corrispondenza dell'uscita — si presenta un segnale spurio.

L'ampiezza e la durata di questo impulso di uscita non desiderato possono essere ridotte se si rende minimo il valore della capacità di ingresso, allo scopo di limitare la rimozione dei portatori minoritari durante il segnale transitorio. Tuttavia, l'impiego di un valore capacitivo più ridotto impedisce ad un impulso di ampiezza relativamente limitata di commutare il transistore in stato di conduzione nelle peggiori condizioni di funzionamento, quando l'intero circuito viene usato come dispositivo « OR-GATE », o come invertitore per impulsi variabili in senso negativo.

Gli eventuali impulsi spurii di uscita non determinano alcun inconveniente, quando l'uscita del circuito è collegata direttamente all'ingresso resistivo di un multivibratore bistabile. In pratica, gli ingressi resistivi non sono altro che circuiti integratori, aventi una costante di tempo sufficiente ad evitare che l'ampiezza e la durata massime degli impulsi spurii provochino — a loro volta — segnali indesiderati.

Qualora la funzione « AND-GATE » debba essere svolta nei confronti di vari livelli e di vari tipi di impulsi, e qualora la uscita del circuito « GATE » debba pilotare un carico che differisca dai normali ingressi resistivi, occorre adottare sistemi ai quali accenneremo più avanti.

Caratteristiche dell'impedenza di ingresso e del carico di uscita

Le caratteristiche del carico massimo che può essere alimentato da qualsiasi circuito di tipo numerico dipendono dall'influenza che il carico stesso esercita agli effetti del tempo di salita del segnale di uscita. Per rendere il più possibile semplici le regole che riguardano le caratteristiche del carico, ci riferiremo all'impedenza di ingresso ed al carico massimo per ciascun circuito con i simboli rispettivi di «F» e di «G». Il carico «F» equivale all'impedenza di ingresso di un circuito «flip-flop»,

mentre il carico « G » equivale all'impedenza di ingresso di un circuito « gate ».

La **figura 2** illustra i circuiti equivalenti di ciascuno dei suddetti carichi. Il valore effettivo dell'impedenza di carico può variare leggermente rispetto al circuito equivalente che lo descrive; di conseguenza, occorre tener conto di ciò nel formulare le regole relative al carico.

I due tipi di carico « F » (**A** e **B** alla figura 2) rappresentano — come si è detto — due diversi metodi di accoppiamento ad un circuito del tipo « flip-flop ». Inoltre, dal momento che il transistore esercita la funzione di carico nei confronti del punto di unione tra la resistenza e la capacità nel circuito effettivo di ingresso del dispositivo, il carico « F » rappresenta un'applicazione più approssimata, vale a dire meno precisa, che non il carico « G ».

Quest'ultimo è illustrato in **C**, ed è evidentemente costituito da due componenti RC, collegati in parallelo.

Alimentazione

La tensione di alimentazione di — 18 volt deve essere ricavata collegando il lato positivo di una sorgente di 12 volt c.c. all'alimentazione di — 6 volt. In questo modo, la corrente di stabilizzazione del diodo può essere mantenuta ad una intensità costante, quando il transistore viene polarizzato allo stato di interdizione, senza con ciò provocare l'inversione del senso di scorrimento della corrente nel circuito di alimentazione a — 6 volt.

Se la tensione di — 18 volt fosse fornita da una sorgente separata, mentre il transitore è in stato di interdizione, la corrente di stabilizzazione del diodo verrebbe mantenuta ad opera della corrente fornita dalla suddetta alimentazione a — 18 volt, che scorrerebbe in direzione inversa attraverso il circuito di alimentazione a — 6 volt; ciò in quanto le due fonti di alimentazione risulterebbero collegate in serie, ma con polarità opposta.

Le tensioni di alimentazione non devono variare di più del 10% in più o in meno rispetto al valore nominale di 6 o 18 volt rispettivamente. Il livello di rumore della tensione fornita dall'alimentatore a 6 volt non deve superare gli 1,7 volt di ampiezza di picco, onde evitare che i carichi vengano innescati ad opera di impulsi spurii, in quanto ciò ne comprometterebbe il funzionamento. Inoltre, quando il circuito descritto viene usato in un'apparecchiatura complessa, è necessario provvedere ad un fiiltraggio addizionale dell'energia di alimentazione, allo scopo di limitare a livelli tollerabili ogni segnale indotto nell'apparecchiatura, oppure proveniente dai disturbi presenti inevitabilmente nella tensione di rete.

Allo scopo di limitare il livello dei segnali transitori ad un valore tollerabile, può essere utile l'aggiunta di un condensatore della capacità di 50 microfarad tra il punto di alimentazione a — 6 volt e la massa, nel punto in cui viene distribuita la tensione stessa. Oltre a ciò, per ottenere un buon filtraggio, vale a dire l'eliminazione degli eventuali segnali transitori a frequenza elevata, è opportuno aggiungere delle capacità del valore di 0,4 microfarad, del tipo di polistirene, in corrispondenza di tutti i punti nei quali viene derivata la tensione di alimentazione.

Le esigenze relative al filtraggio devono essere determinate con l'aiuto di un oscilloscopio, in grado di riprodurre segnali nella gamma di frequenze dei 10 Megahertz, applicando il puntale in tutti i punti in cui la tensione viene derivata.

Nelle apparecchiature elettroniche di calcolo e per l'elaborazione di dati, è possibile installare centinaia di transistori in un unico circuito: in tal caso, l'intensità della corrente può superare i 20 ampère, e — inoltre — in alcuni istanti, è possibile che si verifichi il passaggio di una corrente dinamica di alcune diecine di ampère. Questa probabilità di forti variazioni di intensità della corrente dà luogo a notevoli differenze di potenziale lungo il conduttore comune di massa, il quale — per questo motivo — deve essere di sezione sufficientemente grande, onde evitare che l'apparecchiatura introduca degli errori a causa della resistenza del conduttore in questione.

Le precauzioni di ordine generico che è

possibile adottare agli effetti dei collegamenti di massa sono le seguenti:

1 - In primo luogo, è conveniente usare conduttori a piattina, allo scopo di diminuirne l'induttanza.

2 - In secondo luogo, è conveniente fare in modo che tutte le masse di un unico circuito facciano capo ad uno stesso punto del conduttore comune.

3 - Tutti i punti intermedi, tra un punto e l'altro del conduttore comune di massa devono — a loro volta — far capo ad un secondo conduttore di massa, di sezione ancora maggiore, proporzionale al numero delle connessioni secondarie di massa che ad esso fanno capo. In altre parole — ad esempio — se il primo conduttore di massa ha una sezione di 1,5 millimetri quadrati, con distanze di circa 2 centimetri tra un punto di massa e l'altro, dai centri di ogni tratto di 2 centimetri devono partire altrettanti conduttori facenti capo ad un secondo conduttore di massa della sezione di circa 4 o 5 millimetri quadrati, onde evitare che le eventuali differenze di potenziale che si presentano lungo il conduttore determinino cadute di tensione che si traducono in segnali indesiderati.

4 - Per verificare eventualmente l'efficienza del sistema di collegamento a massa, è utile usare un oscilloscopio adatto all'osservazione di segnali a frequenza assai elevata, la cui massa deve essere collegata al punto centrale di massa del circuito sotto esame, oppure ad un punto della massa principale, dopo di che si fa scorrere la sonda di ingresso del canale verticale lungo il conduttore principale ed il conduttore intermedio di massa. Se durante questa verifica si riscontra la presenza di segnali sullo schermo del tubo a raggi catodici, corrispondenti al variare delle tensioni e delle correnti in gioco nel circuito esaminato, l'ampiezza delle suddette variazioni può essere valutata e considerata come un'indicazione dell'efficacia dei collegamenti a massa.

CARATTERISTICHE DI FUNZIONAMENTO

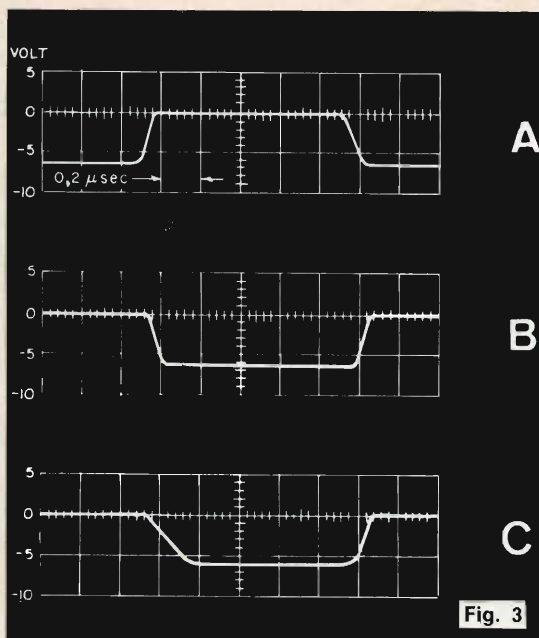
Mediante rappresentazioni grafiche, è possibile illustrare le caratteristiche del segnale, corrispondenti ad un impulso di ingresso di polarità positiva o negativa. Dal momento che la forma d'onda del segnale di ingresso non subisce un'influeenza notevole da parte del carico applicato all'uscita, si illustra sotto questo aspetto soltanto la traccia relativa appunto al segnale di uscita.

Le caratteristiche massime di carico vengono determniate dall'alterazione ammissibile del tempo di salita della forma d'onda del segnale di uscita. Il tempo di salita — a sua volta — viene determinato dalla costante di tempo del circuito consistente nel carico, collegato in parallelo alla resistenza presente in serie al collettore; ciò in quanto il transistore si trova in stato di interdizione durante il passaggio da una condizione all'altra.

Come si può osservare, il grafico **A** della **figura 3** illustra l'andamento del segnale di ingresso, riportando sulla scala verticale di sinistra i valori di ampiezza in volt, riferiti al livello zero, e — sulla scala orizzontale — il fattore tempo: la suddetta scala — infatti — è divisa in settori (corrispondenti alla base di ogni quadratino), ciasuno dei quali rappresenta un periodo di tempo pari a 0,2 microsecondi. Il medesimo sistema viene anche usato per i grafici successivi.

I grafici **B** e **C** — invece — rappresentano la forma d'onda dei segnali di uscita, rispettivamente i nassenza di carico (B), e con un carico di tipo « G » (C).

Il confronto tra i due grafici B e C mette in evidenza il fatto che il tempo di salita si altera rapidamente, sebbene nel caso C le condizioni corrispondano perfettamente al massimo di 0,2 micro-secondi.

La **figura 4** illustra invece ciò che accade quando l'impulso d'ingresso è di polarità negativa, come si osserva in **A**. Il tratto in salita della forma d'onda del segnale di uscita viene prodotto dalla scarica della capacità di carico attraverso il transistore. E' evidente che i tempi di salita sono assai più rapidi che non quelli

che si riscontrano con impulsi di ingresso di polarità positiva, e ciò in quanto — in tal caso — la resistenza in parallelo al carico comprende la resistenza che il transistore presenta quando è in stato di saturazione; i suddetti tempi di salita — tuttavia — sono del pari in stretta relazione con le caratteristiche intrinseche del transistore, quali la resistenza di saturazone, il fattore « beta », ed il tempo di ritardo.

Come si può osservare nel grafico **D** della figura 4, il tempo di salita con quattro carichi di tipo « G » è ancora contenuto entro il massimo di 0,2 microsecondi.

Il tratto in discesa delle forme d'onda di uscita — infine — mette in evidenza l'aumento del periodo di tempo durante il quale avviene l'inversione, dello stato di conduzione, non appena il carico applicato al circuito viene aumentato.

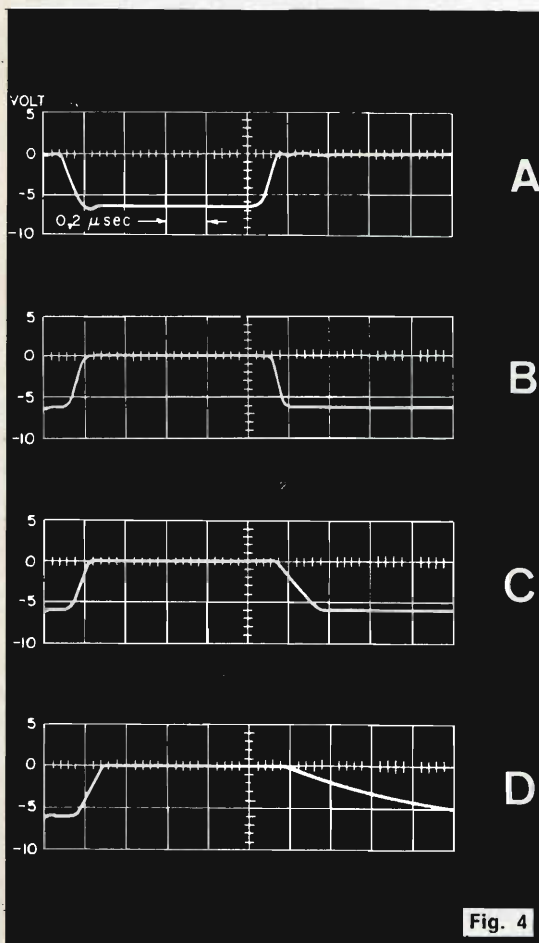



Fig. 3 - Esempi tipici di forme d'onda dei segnali per circuito « GATE » a due ingressi, nei confronti di un segnale di ingresso, rappresentato in A. B rappresenta la forma d'onda del segnale di uscita senza carico, e C rappresenta invece la forma d'onda del segnale di uscita con un carico di tipo « G ».

Fig. 4 - Esempi tipici di forme d'onda dei segnali presenti in un circuito « GATE » a due ingressi, con segnali di ingresso costituiti da impulsi di polarità negativa. In A è rappresentato l'impulso di ingresso; B rappresenta la forma d'onda del segnale di uscita senza carico: C rappresenta invece la forma d'onda del segnale di uscita con un carico di tipo « G »; D rappresenta infine la forma d'onda del segnale di uscita, con quattro carichi di tipo « G ».

CIRCUITO « NOR-GATE » A DUE E QUATTRO INGRESSI

Il circuito al quale ci riferiamo (vedi **figura 5**) presenta delle caratteristiche assai simili a quelle del circuito precedentemente descritto, sia agli effetti della gamma di temperature di funzionamento, sia agli effetti delle possibilità di impiego. Esso — tuttavia — viene usato **esclusivamente** come circuito « AND », in tutti quei casi nei quali il circuito precedente non potrebbe dare risultati soddisfacenti, a causa del possibile verificarsi di impulsi spurii nel sègnale di uscita.

Naturalmente, questo secondo tipo di circuito non può essere usato come cir-

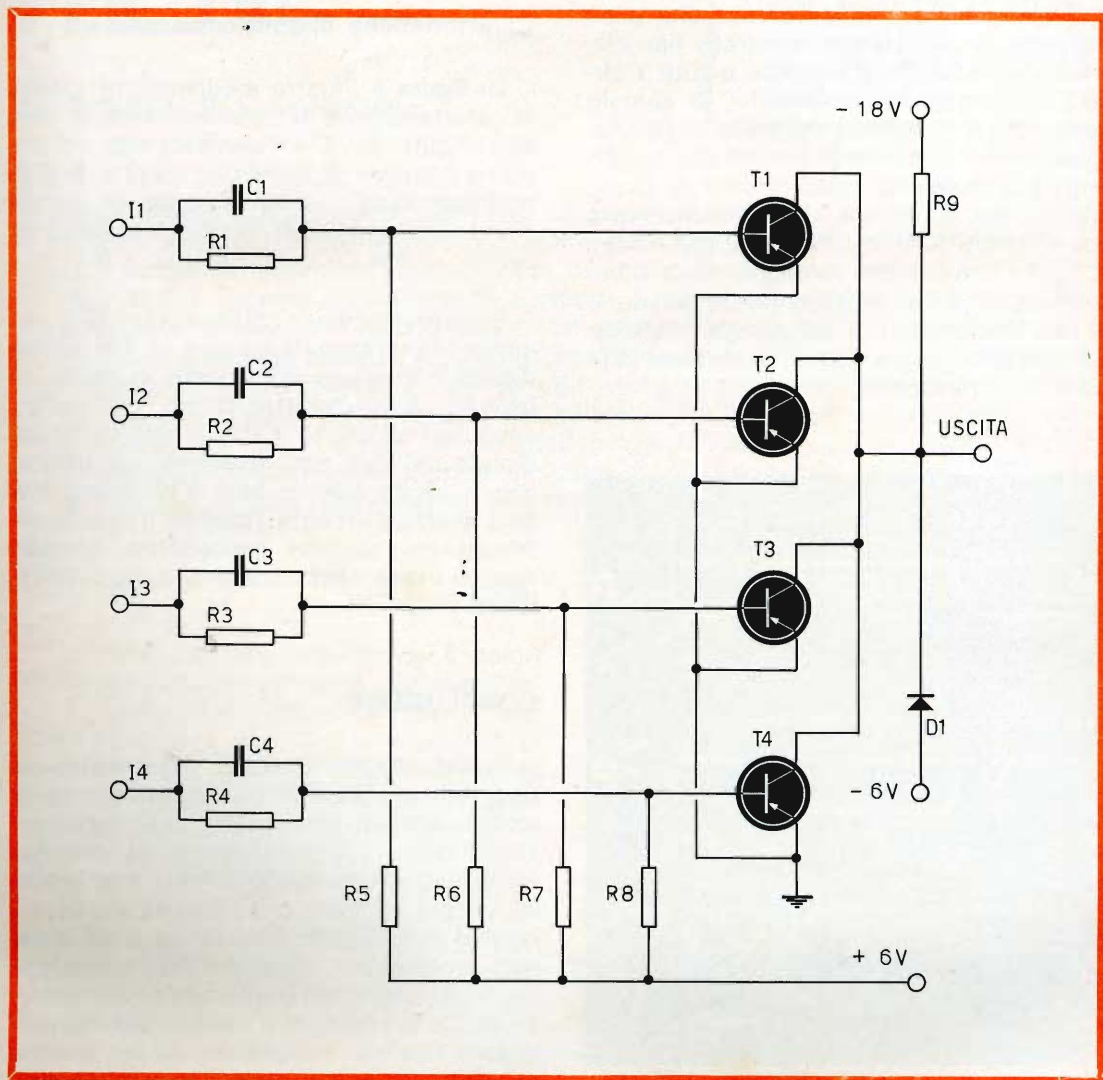



Fig. 5 - Schema elettrico di principio del circuito ad impulsi « NOR-GATE », a due o quattro ingressi. In questo caso, è evidente che — per consentire l'impiego come circuito « NOR » — è necessario disporre di un transistore separato per ogni circuito di ingresso. Anche in questo caso, tutti gli ingressi sono costituiti da circuiti RC in parallelo, mentre l'uscita è in comune. Per questo tipo di circuito, valgono le medesime considerazioni e le medesime precauzioni citate nei confronti del circuito precedente.

cuito « OR-GATE » oppure come invertitore, in quanto, per tali applicazioni, è più conveniente usare circuiti del tipo precedentemente descritto.

Descrizione

Come già abbiamo accennato, questo secondo circuito è del tutto analogo al precedente, con la sola differenza che esso impiega un transistore separato per ciascun ingresso. Esso è simile a tutti i circuiti impiegati nei dispositivi di calcolo numerico, in quanto la corrente di polarizzazione ha il compito di evitare che le correnti I_{CBO} scorrano nelle regioni di base; oltre a ciò, si fa uso del funzionamento con tensioni fisse o di blocco, allo scopo di trarre il massimo vantaggio dalla standardizzazione dell'ampiezza della tensione di uscita, nonché per accelerare il tempo d passaggio dallo stato di conduzione allo stato di interdizione.

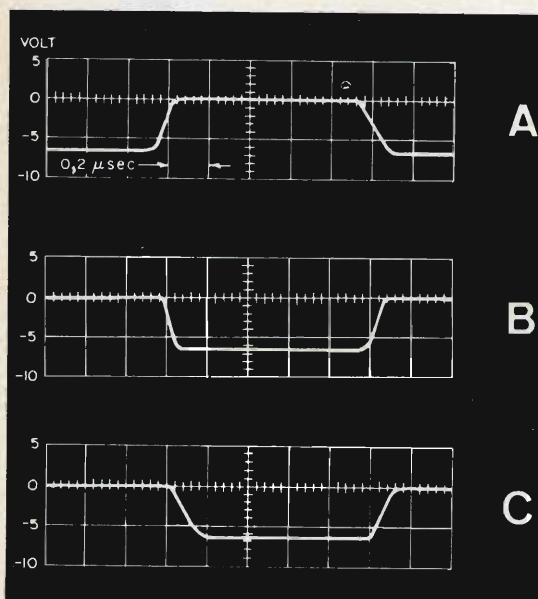



Fig. 6 - Esempi tipici di forme d'onda dei segnali relativi ad un circuito « AND-GATE », a due ingressi. In A è rappresentata la forma d'onda di un impulso positivo di ingresso. In B ed in C sono invece rappresentate le forme d'onda dei segnali di uscita, rispettivamente in assenza di carico (B), e con un carico di tipo « G » (C).

Per questo tipo di circuito valgono le considerazioni relative all'impedenza di ingresso ed al carico, fatte nei confronti del circuito precedente. Anche qui — di conseguenza — sussistono le precauzioni citate nei confronti del primo circuito, agli effetti del filtraggio e della soppressione dei segnali transitori.

Caratteristiche di funzionamento

La **figura 6** illustra mediante tre grafici le caratteristiche di funzionamento di questo circuto. In **A** è rappresentato un impulso positivo di ingresso, mentre **B** e **C** rappresentano rispettivamente le forme d'onda dei segnali di uscita in assenza di carico, e con un carico di tipo « G ».

Per brevità, viene illustrato un solo segnale di ingresso, in quanto la sua forma d'onda non viene influenzata in modo rilevante dalle caratteristiche del carico applicato all'uscita. Oltre a ciò, le forme d'onda dei due tipi di segnali di uscita, con e senza carico, non differiscono tra loro sostanzialmente rispetto a quelle ottenute col circuito precedente, quando questo viene usato come circuito « AND-GATE ».

CONCLUSIONE

I due circuiti descritti rappresentano due delle applicazioni più recenti che sono state adottate agli effetti della realizzazione delle apparecchiature di calcolo. Naturalmente, nessuno di essi è in grado di funzionare come circuito a sé stante, in quanto entrambi devono far capo ad altre apparecchiature maggiormente complesse, mediante le quali gli impulsi di ingresso vengono elaborati e trasformati, sia per quanto riguarda l'ampiezza, sia per quanto riguarda l'intensità della corrente, in modo da raggiungere valori sufficienti ad eccitare adeguatamente i dispositivi di trascrizione numerica. Ciò nonostante, chiunque si interessi di apparecchiature di calcolo potrà forse ricavare da quanto si è detto dati di un certo interesse nei confronti dello studio e della realizzazione di apparecchiature del ramo.

MESSA A PUNTO DEL CINESCOPIO PER TVC

CORSO DI TELEVISIONE A COLORI

XII Puntata di L. Cascianini

Concludiamo questa prima parte del « Corso di televisione a colori » con una descrizione riguardante la messa a punto del cinescopio per televisione a colori. Possiamo affermare che la prima cosa che dovrà saper fare un buon tecnico TVC è proprio questa messa a punto. A differenza infatti di un normale televisore in bianco e nero il quale una volta collegato alla rete e all'antenna « parte » e non ha bisogno di alcuna regolazione, un ricevitore TVC ha sempre bisogno all'atto dell'installazione di una nuova regolazione della convergenza dinamica e statica, della purezza del colore, della smagnetizzazione della maschera forata ecc... È per questo motivo che, abbiamo ripreso questo argomento già « toccato » nelle prime puntate di questo corso, illustrandolo con un circuito pratico attualmente impiegato in molti televisori TVC sperimentali.

1 - INTRODUZIONE

Il cinescopio per televisione a colori ha un funzionamento molto più complesso di quello di un cinescopio per immagini in bianco e nero. I tecnici addetti al servizio dei televisori a colori dovranno pertanto conoscere molto bene il funzionamento di questo cinescopio nonchè la sua complessa messa a punto.

Quanto diremo in seguito dovrà pertanto essere accuratamente studiato sia dai tecnici addetti al collaudo finale dei ricevitori per TVC sia dai tecnici addetti all'installazione del ricevitore in casa del cliente. Precisiamo che quanto diremo si riferisce soltanto alla messa a punto del cinescopio per TVC e non contiene alcun accenno al progetto dei circuiti necessari al pilotaggio del cinescopio medesimo. La elevata qualità di riproduzione delle immagini a colori di cui sono capaci gli attuali cinescopi potrà essere sfruttata in pieno solo se ci si atterrà alle istruzioni che qui di seguito daremo.

2 - PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEL CINESCOPIO PER TELEVISIONE A COLORI

Per la riproduzione delle immagini a colori sullo schermo del cinescopio si sfrutta il principio in base al quale con tre sole sorgenti puntiformi di luce rispettivamente rossa, verde e blu, variabili in intensità luminosa, è possibile riprodurre tutti i toni di colore esistenti in natura compreso il bianco, e naturalmente tutte le gradazioni del grigio. Ciò è evidente osservando il triangolo del colore di fig. 1. Sullo schermo di un cinescopio per TVC ci sono 350.000 di queste triadi di puntini (fig. 2). Ciascuna triade può considerarsi un **punto di colore unitario** dell'immagine riprodotta. In realtà ciò che viene riprodotto sullo schermo del cinescopio sono tre immagini formate dall'insieme dei puntini con colore rosso, verde e blu, perfettamente sovrapposte l'una sull'altra. Queste tre immagini vengono ottenute nella seguente maniera.

All'interno del collo del cinescopio si trovano **tre** cannoni elettronici (fig. 3) pilotati da tre segnali video corrispondenti rispettivamente alle componenti « rossa », « verde » e « blu » dell'immagine. Questi tre segnali video sono quindi in tutto identici a quelli di uscita dai tre tubi di ripresa della telecamera. Lo schermo del cinescopio può considerarsi come abbiamo già accennato un fine « mosaico » di puntini di tre diversi tipi di fosforo: (1) ciascun puntino colpito dagli elettroni emetterà una luce rispettivamente rossa, verde e blu. A normale distanza di osservazione, l'occhio non è in grado di vedere **separatamente** questi minuscoli puntini di luce colorata. Ciò che esso vedrà sarà un colore risultante dalla mescolazione additiva di queste tre unità di colore primario. **L'immagine formata da tali unità avrà pertanto il tono dei suoi colori determinato esclusivamente dal rapporto delle intensità luminose di queste minuscole sorgenti di luce rispettivamente rossa, verde e blu.**

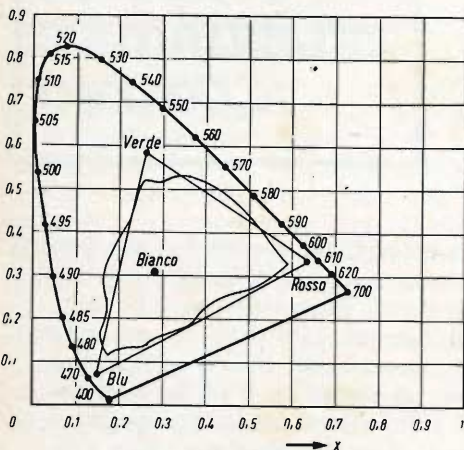



Fig. 1 - Triangolo del colore. Lungo la linea a ferro di cavallo sono riportate le lunghezze d'onda dei colori dello spettro solare. Sulla retta di chiusura in basso si trovano le varie sfumature dei colori porpora o magenta. Questo colore non compare tra quelli dello spettro solare. All'interno della superficie del triangolo RVB si trovano tutti i colori ottenibili per mescolazione « additiva » dei colori emessi dai « fosfori » depositati sullo schermo del cinescopio A 63-11 X. All'interno della superficie delimitata dalla linea irregolare si trovano tutti i colori realizzabili per mescolazione « sottrattiva » con le normali tecniche di riproduzione dei colori mediante stampa e fotografia.

Per far si che il raggio di elettroni proveniente da un dato cannone vada a colpire soltanto il puntino di fosforo ad esso associato, viene posto, ad una certa distanza dallo schermo, un foglio di lamiera pieno di fori (maschera forata).

I tre raggi di elettroni debbono incrociarsi in corrispondenza dei fori di questa piastra e a seconda dell'angolo con cui emergono andranno a colpire il puntino di fosforo ad essi associato (fig. 4). Ciascun foro di questa piastra viene a trovarsi infatti di fronte ad una **triade** di puntini di fosforo rispettivamente rosso, verde e blu del mosaico.

In un cinescopio con diametro di 25", il numero complessivo dei fori della maschera e quindi anche delle triadi è circa 350.000. I fori della maschera che si trovano al centro dello schermo hanno un diametro di circa 0,3 mm; la distanza tra un foro e l'altro è circa 0,7 mm. I puntini di fosforo hanno un diametro leggermente maggiorato (circa 0,4 mm) allo scopo di avere un certo margine di sicurezza contro eventuali « errori di atterraggio » dei raggi (fig. 4). Tali errori si verificano tutte le volte che un raggio di elettroni

(1) La parola « fosforo » riferita alla sostanza luminescente depositata sulla superficie interna di uno schermo di un qualsiasi tubo a raggi catodici, non vuole significare il fosforo come elemento. **Questa parola comprende invece alcuni composti inorganici i quali quando vengono bombardati dagli elettroni emettono della luce.** La luminescenza provocata nell'instante in cui la sostanza viene bombardata viene chiamata **fluorescenza**. Se questa luminescenza dura più di 10 nanosecondi 10^{-9} **s** viene chiamata **fosforescenza**. In alcuni fosfori, la fosforescenza differisce come colore dalla fluorescenza.

non va a colpire il «suo» punto di fosforo. Questi errori di atterraggio sono dovuti alle variazioni delle tolleranze dei componenti del cinescopio (cannoni, maschera forata ecc...) e alle inevitabili « deviazioni » che hanno luogo ai lati dello schermo. Siccome i fori occupano soltanto il 15% della superficie della maschera, lo 85% degli elettroni provenienti dai tre cannoni verranno intercettati dalla maschera stessa. Questi elettroni colpendo la maschera la riscalderanno.

Conclusione: da quanto detto sopra risulta che per avere una perfetta sovrapposizione delle tre immagini nei tre colori primari **in tutte le parti dello schermo** — condizione questa indispensabile per ottenere un'immagine con colori fedeli all'originale e senza frange colorate — è necessario conoscere molto bene il funzionamento dei dispositivi (unità di convergenza, unità per lo spostamento laterale del blu, magnete per la purezza del colore, trasduttore ecc.) mediante i quali è possibile ottenere la suddetta condizione.

3 - DISPOSITIVI CHE PERMETTONO IL CORRETTO FUNZIONAMENTO DEL CINESCOPIO A MASCHERA

Per ottenere la perfetta sovrapposizione delle tre immagini rispettivamente rossa, verde e blu, e la purezza di colore di ciascuna di queste tre immagini, il cinescopio a maschera ha bisogno oltre che dell'unità di deflessione anche di altri dispositivi di correzione. Questi dispositivi il cui scopo è quello di correggere **continuamente durante la scansione** le traiettorie dei tre raggi di elettroni in maniera che ognuno vada a colpire il suo tipo di fosforo, sono montati, come l'unità di deflessione, sul collo del cinescopio. Essi sono:

1) L'unità di convergenza radiale.

2) L'unità per lo spostamento laterale del raggio del blu.

3) I magneti per la purezza dei colori.

La fig. 5 indica la posizione assunta da queste unità sul collo del cinescopio.

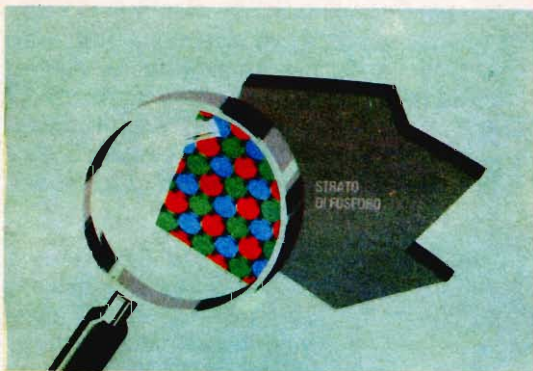



Fig. 2 - Come sono disposti sullo schermo i puntini di fosforo che danno luce rispettivamente rossa, verde e blu.

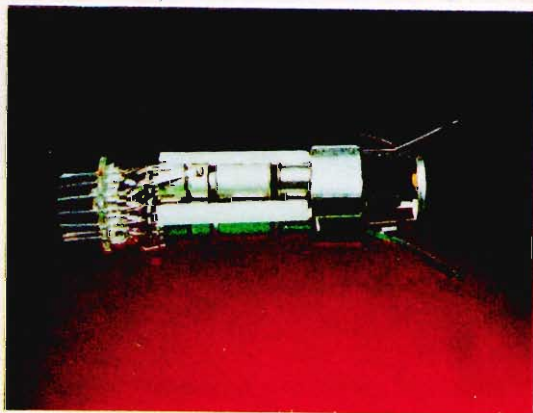



Fig. 3 - Sistema elettrodico di un cinescopio a maschera per TVC.

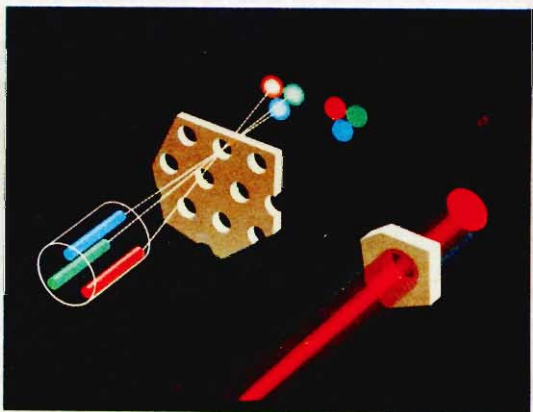



Fig. 4 - Principio di funzionamento del cinescopio a maschera. L'angolo d'incidenza dei raggi di elettroni rispetto al piano della maschera determina quale tipo di puntino di fosforo verrà eccitato. In pratica, i raggi di elettroni hanno un diametro maggiore di quello del foro della maschera e ricoprono quindi contemporaneamente più di un foro.

La perfetta « sovrapposizione » delle tre immagini rossa, verde e blu in tutte le parti dello schermo si ottiene regolando l'ampiezza e la forma delle correnti di **forma speciale** fatte circolare nelle bobine dell'unità di convergenza radiale e dell'unità che effettua lo spostamento laterale del raggio del blu.

L'unità di convergenza **radiale** produce lo spostamento dei tre raggi di elettroni in direzione del raggio del collo del cinescopio. Tale spostamento viene effettuato da campi magnetici prodotti da magneti permanenti e da avvolgimenti percorsi da correnti di forma speciale.

Teoricamente, i tre sistemi elettrodici di un cinescopio a maschera dovrebbero avere caratteristiche **elettriche** identiche. In pratica, qualche differenza nelle caratteristiche elettriche dei tre sistemi elettrodici si riscontra sempre: per esempio, nel valore della tensione di interdizione in quello della pendenza. Oltre a ciò è noto che per la riproduzione del bianco (eccitazione simultanea dei tre tipi di fosforo) occorrono valori di corrente dei tre raggi diversi tra loro. Ciò è dovuto al differente rendimento luminoso dei tre tipi di fosfori.

Il corretto « bilanciamento » di questi

Fig. 5 - Posizione delle unità di deflessione e di correzione del raggio sul collo del cinescopio (5a). Il magnete per la purezza del colore dovrà essere sistemato sopra lo spazio « vuoto » lasciato tra la griglia g_3 e la griglia g_4. Il magnete per lo spostamento laterale del raggio del blu va invece posto sopra la parte centrale della griglia g_3 (elettrodo focolizzatore) (5b).

L'altra unità effettua lo spostamento **tangenziale** o laterale del raggio del blu e contemporaneamente, in direzione opposta un analogo spostamento dei raggi di elettroni del rosso e del verde (6b). Nella fig. 6a è indicata schematicamente la maniera con cui agiscono sui tre raggi di elettroni i campi magnetici prodotti dalla unità di convergenza radiale.

I magneti per la correzione della purezza del colore correggono **l'angolo di atterraggio** sullo schermo di tutti e tre i raggi contemporaneamente. Anche questi magneti si trovano sul collo del cinescopio, ed esattamente dietro l'unità di convergenza radiale.

tre diversi valori di corrente necessario per ottenere il bianco e i suoi differenti valori di luminosità (scala dei grigi) si ottiene con la considdetta « messa a punto » del bianco e della scala dei grigi.

4 - PUNTI FONDAMENTALI DELLA PROCEDURA PER LA MESSA A PUNTO DEL CINESCOPIO

4.1. Purezza del colore

In un cinescopio per televisione a colori, ciascun raggio di elettroni deve andare a colpire il « suo » tipo di fosforo.

Ciò significa che il raggio proveniente dal cannone a cui è stato applicato il segnale video della componente rossa dell'immagine deve andare a colpire durante **tutta** la scansione dell'immagine **solo** i puntini di fosforo « rosso ». Così dicasi dei raggi di elettroni del verde e del blu. Perché ciò avvenga è necessario che la direzione con cui ciascun raggio di elettroni attraversa i fori della maschera coincida esattamente con la direzione dei raggi di luce ultravioletta usati all'atto della fabbricazione del cinescopio per depositare sullo schermo del cinescopio ciascun tipo di fosforo. Questa « coincidenza » delle traiettorie degli elettroni con le traiettorie dei raggi di luce ultravioletta, si ottiene in pratica spostando opportunamente i **centri di deflessione** dei tre raggi.

L'accurata messa a punto dei tre centri di deflessione viene effettuata:

1) spostando opportunamente lungo l'asse del cinescopio le bobine di deflessione, in pratica l'unità di deflessione.

2) regolando l'intensità e la direzione di un campo magnetico **aggiuntivo** prodotto dal magnete per la purezza del colore.

In fig. 7 è indicato schematicamente l'effetto di queste due regolazioni sul centro di deflessione di uno dei tre raggi di elettroni.

La regolazione dei due magneti influisce sulla purezza di colore di **tutta** la superficie dello schermo mentre lo spostamento delle bobine di deflessione lungo l'asse del cinescopio non ha alcuna influenza sulla purezza dei colori **al centro** dello schermo. Di conseguenza, per prima si otterrà la purezza dei colori **al centro** dello schermo agendo sul magnete per la purezza del colore. La purezza dei colori sulla rimanente superficie dello schermo si otterrà in un secondo tempo spostando opportunamente avanti e indietro l'unità di deflessione. Dalla fig. 8, si vede che il magnete per la purezza del colore è in pratica formato da due anelli magnetizzati, accoppiati meccanicamente e scorrevoli l'uno su l'altro intorno al collo del cinescopio. Per regolare **l'intensità** del campo magnetico prodotto e, in definitiva, l'ammontare della correzione desiderata occorre ruotare gli anelli in direzione opposte. Per regolare invece **la direzione** del campo magnetico risultante occorre girare o in una direzione o nell'altra **tutte e due assieme** gli anelli.

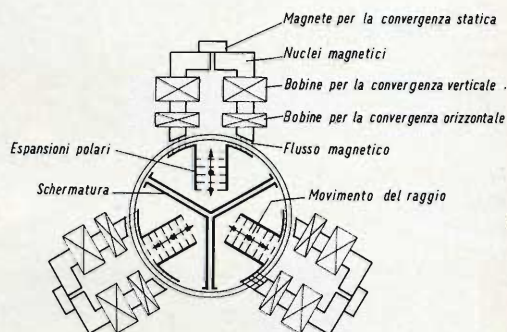



Fig. 6a - Regolazione della convergenza. I campi magnetici correttivi prodotti dalle bobine dell'unità di convergenza agiscono sui tre raggi di elettroni attraverso le espansioni polari che si trovano all'uscita di ciascun cannone.

4.2. Convergenza

4.2.1. Convergenza statica

Gli assi dei tre cannoni elettronici sono leggermente inclinati verso l'asse del cinescopio di un certo angolo allo scopo di far convergere i loro raggi in un unico punto al centro dello schermo; in pratica

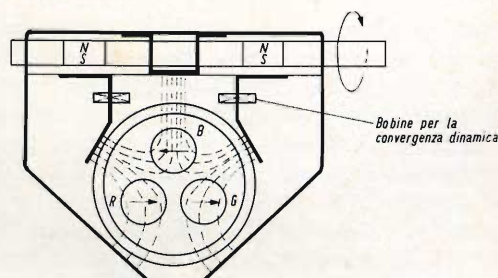



Fig. 6b - L'unità per lo spostamento laterale del raggio del blu effettua come dice appunto la sua denominazione, uno spostamento del raggio del blu in senso laterale e contemporaneamente un analogo spostamento laterale ma in direzione opposta dei raggi del verde e del rosso.

Fig. 7 - (a) Traiettoria di un raggio di elettroni nel caso in cui l'unità di deflessione venga posta nella giusta posizione (traiettoria in tratto pieno) e nel caso venga posta in posizione errata (traiettoria tratteggiata).
(b) Traiettoria di un raggio di elettroni nel caso il magnete per la purezza del colore venga posto nella posizione corretta (traiettoria a tratto pieno) e nel caso invece venga posto in una posizione sbagliata (traiettoria a tratto).
p = posizione del magnete per la purezza del colore. D = piano di deflessione in posizione corretta. D' = piano di deflessione in posizione errata.

però per ottenere questa « coincidenza » sono sempre necessarie delle correzioni aggiuntive. Ciò è dovuto al fatto che è materialmente impossibile mantenere questo valore dell'angolo di inclinazione (circa 1°) costantemente uguale per tutta una produzione di cinescopi. Le unità di convergenza (rispettivamente radiale e tangenziale) abbiamo visto che assicurano la perfetta sovrapposizione dei tre raster rispettivamente rosso, verde e blu su **tutta** la superficie dello schermo. Per ottenere ciò è necessario poter regolare **separatamente** la direzione di ciascun raggio di elettroni. Grazie a delle espansioni polari poste nella parte terminale di ciascun cannone elettronico (fig. 9), ciascun raggio di elettroni può essere spostato in direzione del raggio del collo del cinescopio (spostamento radiale). La fig. 10 in dica gli spostamenti possibili cui possono essere soggetti i tre raggi.

Per assicurare « l'incontro » di questi tre raggi sulla superficie della maschera è necessario poter effettuare spostamenti in **quattro** direzioni. I raggi del verde e del rosso debbono infatti poter essere spostati radialmente in modo da incontrarsi sotto un angolo di 120°. Per portare su questo punto di intersezione anche il raggio del blu è necessario che quest'ultimo possa essere spostato non solo verticalmente (spostamento radiale) ma anche orizzontalmente (spostamento laterale o tangenziale). Per ottenere quindi la convergenza dei tre raggi è necessaria una

Fig. 8 - La purezza del colore può essere messa a punto mediante due anelli magnetizzati ruotanti l'uno su l'altro.

regolazione che consenta di spostare un raggio (quello del blu) anche lateralmente o tangenzialmente.

La convergenza dei tre raggi **al centro dello schermo** si ottiene regolando la posizione dei magneti permanenti dell'unità di convergenza oppure variando la corrente continua che scorre nelle bobine dell'unità di convergenza. La messa a punto della convergenza dei tre raggi con i mezzi sopra indicati è conosciuta come **messa a punto della convergenza statica.** Per effettuare la convergenza statica è preferibile l'impiego della corrente continua al posto dei magneti permanenti in quanto con questo sistema è possibile osservare con comodità durante la messa a punto, lo schermo del cinescopio.

za dei tre raggi **solo nella zona centrale** dello schermo. Ma il punto di convergenza dei tre raggi deve trovarsi sul piano della maschera non solo nella zona della maschera al centro dello schermo ma anche nelle zone laterali della maschera.

In pratica ciò non si verifica e di conseguenza ai bordi dello schermo si riscontreranno i cosiddetti **errori di convergenza.**

La fig. 12 indica perché si verificano siffatti errori. Si supponga infatti che i tre raggi di elettroni si trovino sulla superficie esterna di un cono il cui asse coincida con l'asse del cinescopio. I raggi disposti sulla superficie esterna di questo cono immaginario vengono deflessi dai campi magnetici prodotti dalle bobine di de-

Fig. 9 - Sistema elettrodico del cinescopio per televisione A 63-11 X.

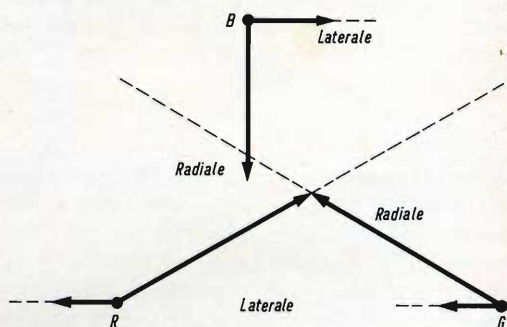



Fig. 10 - Direzioni nelle quali i raggi di elettroni possono essere spostati dai campi magnetici correttivi delle unità di convergenza radiale e laterale (viste dalla parte dello schermo).

Il principio di funzionamento di questo sistema di convergenza statica è riportato in fig. 11. Mediante potenziometri è possibile regolare le correnti circolanti nelle bobine di convergenza del rosso e del verde in maniera da ottenere la convergenza dei raggi del rosso e del verde al centro dello schermo. Successivamente si fa convergere su questo punto il raggio del blu mediante un analogo potenziometro ed il magnete per lo spostamento laterale del blu.

4.2.2. **Convergenza dinamica**

La messa a punto della convergenza **statica** consente di ottenere la convergen-

flessione. Siccome la superficie dello schermo **è piatta** mentre il cono dei tre raggi spostandosi simmetricamente rispetto al centro di deflessione descrive con il suo vertice (punto di convergenza dei tre raggi) **una circonferenza** succederà che se questo punto di convergenza si troverà sulla superficie dello schermo quando la scansione avviene al centro dello schermo esso non potrà più trovarsi ancora sulla superficie dello schermo quando la scansione si allontana dal centro dello schermo medesimo. Conseguenza: ai lati dello schermo, i raggi del rosso, del verde e del blu divergeranno colpendo lo schermo in punti distanziati tra loro,

dando in questa maniera origine ai suddetti « errori di convergenza ».

A questi errori di convergenza si aggiungono inoltre i cosiddetti « errori di simmetria » dovuti alla particolare posizione che hanno i cannoni elettronici sul

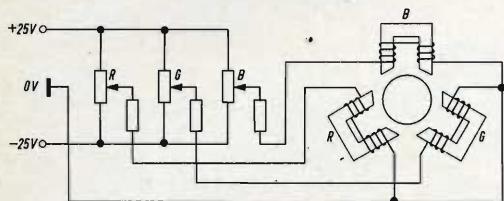



Fig. 11 - Esempio di circuito per la messa a punto della convergenza statica. I resistori in serie servono a ridurre le variazioni di corrente causate dalle variazioni di temperatura.

collo del cinescopio. La fig. 13 indica una tipica «immagine» osservabile sullo schermo del cinescopio nel caso in cui i tre raster si ricoprano solo al centro dello schermo o come dire, nel caso in cui i tre raggi si intersechino in un punto che si trova sulla superficie dello schermo solo in una limitata zona al centro di esso.

L'unità di convergenza **dinamica** corregge questi errori modificando separatamente con opportuni campi magnetici aggiuntivi la deflessione orizzontale o verticale di ciascun raggio di elettroni. Con riferimento alla fig. 14, si può infatti osservare che è possibile ottenere una variazione della direzione dei raggi in corrispondenza dei lati dell'immagine **diminuendo la convergenza dei raggi** quando questi si trovano ai bordi dello schermo. Il campo magnetico aggiunto che effettua lo spostamento del punto di convergenza deve avere un andamento **parabolico**, e pertanto la corrente che lo produrrà e che quindi effettuerà la convergenza **dinamica** dovrà avere anch'essa un andamento parabolico.

La fig. 15 indica come si presentano in generale gli errori di convergenza lungo gli assi centrali rispettivamente **verticale e orizzontale** dello schermo. Per correggere questi errori è necessario, come già detto, inviare nelle bobinette dell'unità di convergenza correnti paraboliche a frequenza di riga e di quadro. Gli « errori di simmetria » dovuti alla posizione dei cannoni a all'asimmetria delle bobine di deflessione vengono invece corretti aggiungendo a queste correnti paraboliche, correnti a **dente di sega.** La forma esatta che devono avere in pratica queste correnti aggiuntive di correzione differisce da caso a caso dipendendo dalle differenze nelle tolleranze costruttive del cinescopio e delle bobine dell'unità di deflessione usate. Di conseguenza, qualsiasi circuito di convergenza dovrà prevedere la possibilità di variare l'intensità e la forma delle suddette correnti di correzione.

Come anche indicato nella fig. 15, è necessario introdurre anche un segnale di correzione per lo spostamento **dinamico** laterale del raggio del blu. Siccome le deviazioni laterali del blu ai bordi destro e sinistro dell'immagine sono dirette in senso opposto, il segnale di correzione dovrà avere la forma di un dente di sega a frequenza di riga.

Il circuito che effettua la convergenza dinamica è alimentato dagli stadi di deflessione orizzontale e verticale. Nelle figure 16 e 17 sono riportati esempi di circuiti di convergenza. Il primo riporta un circuito capace di effettuare la convergenza statica e la convergenza dinamica nel senso **verticale dello schermo;** il secondo la convergenza dinamica in senso **orizzontale.** Qui di seguito daremo una breve descrizione di questi circuiti. L'ordine consigliato per la taratura delle varie regolazioni sarà illustrata nella prossima puntata.

4.2.3. Circuito per la convergenza in senso verticale

La convergenza **statica** si ottiene in questo circuito facendo circolare correnti **continue** attraverso le bobine di convergenza **« verticali ».** Per lo spostamento laterale del raggio del blu (convergenza del blu) viene impiegato invece un magnete permanente. La tensione continua stabilizzata viene ottenuta raddrizzando

AMPLIFICATORI
A TRANSISTOR
PER IMPIANTI TV
COLOR TELSTAR centralino fino a 10 utenti. VHF 27 db. segnale max ingresso 7 mV, rumore 4 db. UHF 26 db. segnale max ingresso 8 mV, rumore 7 db. Max segnale d'uscita 0,14 Volt. Uscite miscelate con ripartitore incorporato. Nelle richieste specificare i canali e se a una, due, tre, quattro discese
INDOOR amplificatore centralino TV fino a 5 utenti di uso universale con una, due, tre uscite: canali sintonizzabili. entrate UHF VHF separate o entrata miscelata. Una uscita miscelata + 25 db. Due uscite miscelate + 17 db. Tre uscite miscelate 2 a 15 db e 1 a 21 db. Minimo ingombro. 220 volt 50 Hz.
COLOR TELSTAR 32 centralino TV fino a 18 utenti. VHF guadagno 27 db. max segnale ingresso 7 mV. Rumore 4 db. UHF guadagno 32 db. max segnale ingresso 4 mV. Rumore 7 db. Unica uscita miscelata 75 ohm. Specificare il canale UHF e VHF.
AMPLIFICATORE CENTRALINO fino a 34 utenti composto dal preselettore UHF VHF fino a 3 canali e dal post amplificatore di potenza 40 db. Max segnale ingresso UHF 5 mV. max segnale d'ingresso VHF 20 mV. Segnale uscita 0,4 1,5 volt. Il post amplificatore di potenza viene fornito per una, due, tre, quattro discese a 75 ohm con segnale miscelato. Ottima cifra di rumore da 4 a 7 db; larghezza di banda superiore a 9 MHz. a −3 db; ridotta distorsione di fase; basso fattore di onde stazionarie in uscita fornito già montato su pannello isolante con ganci di fissaggio. Specificare i canali del preselettore e il numero di uscite del post amplificatore.
TEKO
TEKO
40100 Bologna
P.O.B. 328
telefono 46.01.22

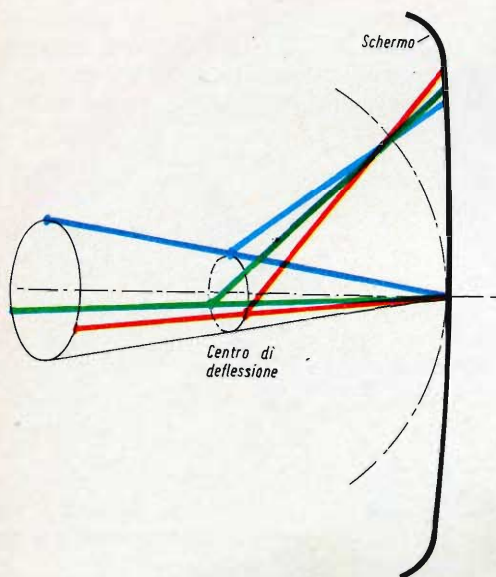



Fig. 12 - È lo schermo piatto che causa gli errori di convergenza dinamica. Il cono immaginario lungo la cui superficie laterale possiamo immaginare che vengano a trovarsi i tre raggi elettronici se risulta a fuoco al centro dello schermo non lo sarà invece ai lati del medesimo.

impulsi di scansione di riga. La convergenza statica viene quindi messa a punto mediante **tre** regolazioni potenziometriche che agiscono rispettivamente sul raggio-

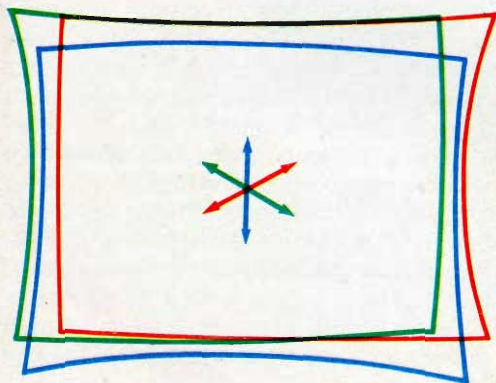



Fig. 13 - Tipica forma del raster nel caso in cui non sia stata ancora apportata la correzione degli errori di convergenza dinamica.

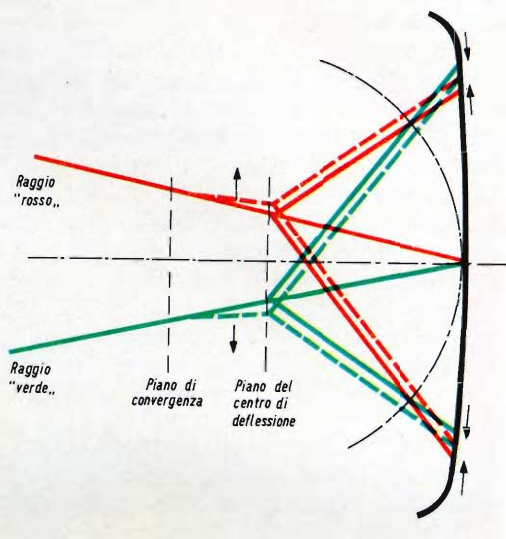



Fig. 14 - Correzione degli errori della convergenza dinamica effettuata facendo in maniera che l'eccentricità dei raggi vari nel centro di deflessione al variare della scansione (ciò è indicato soltanto per i raggi del rosso e del verde).

del rosso, del verde e del blu. Per ridurre le variazioni di corrente prodotte dalle variazioni dalla temperatura delle bobine di convergenza vengono impiegati resistori in serie di elevato valore.

La convergenza **dinamica nel senso verticale dello schermo** viene ottenuta con l'impiego di tensioni a forma di parabola prelevate dal catodo della finale di quadro e di tensioni a dente di sega fornite da un avvolgimento ausiliario sul trasformatore finale di quadro. Entrambe queste tensioni vengono di proposito distorte (leggermente differenziate) allo scopo di far circolare nelle bobine di convergenza forme d'onda di corrente, perfettamente paraboliche e a dente di sega; e ciò nonostante l'elevato rapporto induttanza/resistenza delle bobine stesse (L/R).

Le regolazioni del rosso e del verde vengono « combinate » realizzando un fun-

zionamento « matrizzato » che facilita la loro messa a punto. Ciò è illustrato nella fig. 18; con una sola regolazione si riesce infatti ad aumentare in uguale misura le correnti circolanti nelle unità di convergenza del rosso e del verde. Ciò produce soltanto uno spostamento delle righe verticali del reticolo (segnale impiegato di solito per questa messa a punto (fig. 18 a).

Un'altra regolazione provvede al aumentare la corrente di convergenza del rosso e nello stesso tempo però farà diminuire la corrente del verde, o viceversa. Ciò si traduce in uno spostamento delle righe orizzontali del reticolo come indica appunto la fig. 18 b.

Conclusione: per la convergenza dei raggi del rosso e del verde sono disponibili quattro regolazioni: una regolazione comune della parabola, una regolazione comune del dente di sega (tilt), una regolazione del bilanciamento della parabola ed infine una regolazione del bilanciamento del dente di sega (e cioè del tilt). Il blu ha a parte le regolazioni rispettivamente della parabola e del dente di sega.

4.2.4. Circuito per la convergenza nel senso orizzontale dello schermo

Nel circuito di convergenza **dinamica orizzontale** riportato nella fig. 17, le regolazioni del rosso e del verde vengono ancora « matrizzate ». La corrente di deflessione di riga del ricevitore scorre attraverso un resistore (il potenziometro R2). La tensione a dente di sega ricavata agli estremi di R2 viene applicata alle bobine di convergenza del rosso e del verde nelle quali produrrà correnti di convergenza di forma parabolica. Il condensatore da 390 nF agli estremi di R2 migliora la forma d'onda. R2 funziona da regolatore dell'ampiezza della parabola mentre con L3 (regolazione del bilanciamento della parabola) si può controllare il rapporto delle correnti nei « rami » del rosso e del verde.

La regolazione dell'ampiezza del dente di sega (regolazione del tilt) si ottiene mediante L2. Agli estremi di questa bobina la quale risulta anche collegata in serie

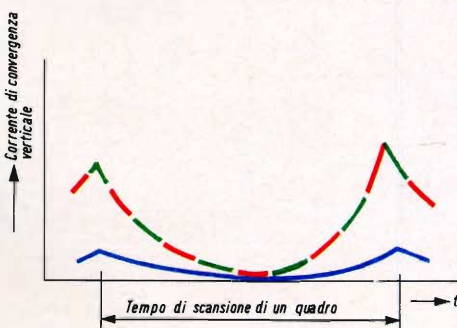
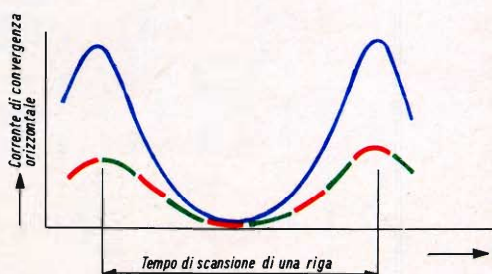
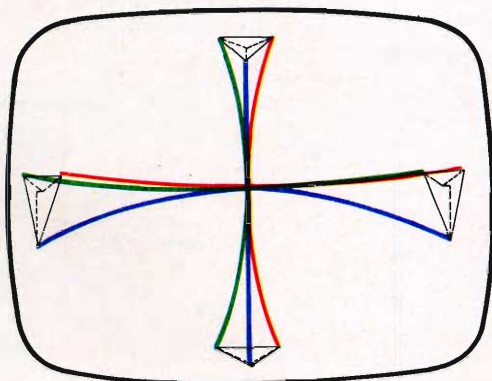



Fig. 15 - Errori di convergenza lungo gli assi verticale e orizzontale al centro dello schermo e correnti necessarie per la loro correzione.

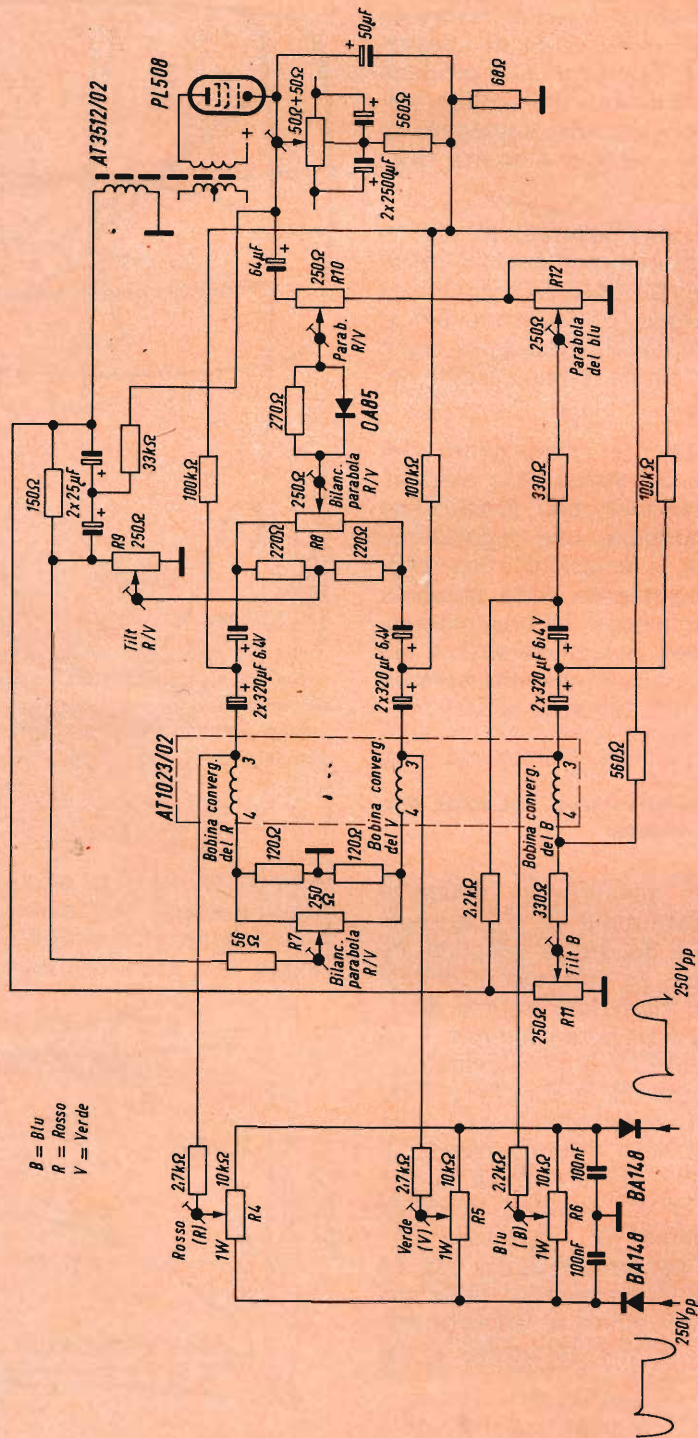



Fig. 16 - Esempio di circuito per la correzione della convergenza statica nel senso **verticale** dello schermo del cinescopio.

alla catena di deflessione, è presente infatti un impulso a frequenza di riga regolabile sia in ampiezza che in polarità. Questa tensione a impulso viene applicata alle bobine di convergenza nelle quali farà scorrere una corrente a dente di sega. La regolazione del bilanciamento del dente di sega (bilanciamento del tilt) si ottiene con la bobina con presa centrale (L6) posta in serie alle due bobine di deflessione di riga. Questo sistema di regolazione tende a migliorare anche la simmetria delle bobine di deflessione di riga assicurando in questo modo una migliore convergenza agli angoli dello schermo.

La convergenza dinamica orizzontale **del blu** è ottenuta mediante impulsi prelevati dal trasformatore finale di riga. L'integrazione di questi impulsi, effettuata da L1 e R3, produce agli estremi di R3 una tensione a dente di sega la quale, a sua volta, applicata alla bobina di convergenza del blu farà circolare in essa una corrente a parabola. Con L1 si regola l'ampiezza della parabola mentre con R3 che (insieme al condensatore da 390 nF) sposta la fase della parabola, si regola il tilt.

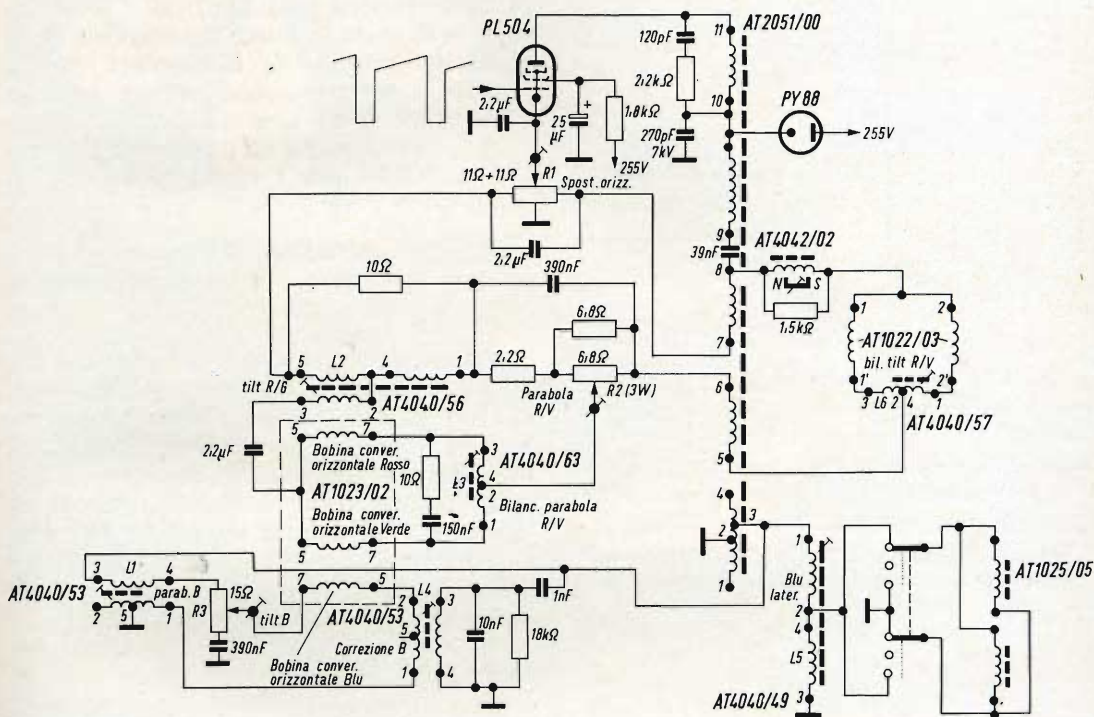



Fig. 17 - Esempio di circuito per la correzione della convergenza nel senso **orizzontale** dello schermo del cinescopio.

Nella bobina L4, si produce (partendo da impulsi di riga) un'onda sinusoidale con frequenza doppia di quella di riga. Dal secondo avvolgimento di L4 si preleva una corrente con la suddetta frequenza e la si applica alle bobine di convergenza del blu migliorando in questo modo la forma

d'onda della corrente circolante in questa bobina; la parte incurvata della parabola viene infatti spianata mentre i fianchi della medesima vengono resi più ripidi.

Una corrente a dente di sega viene applicata all'unità di convergenza laterale dinamica del blu; questa corrente viene regolata mediante la bobina con presa centrale L5 collegata al trasformatore finale di riga.

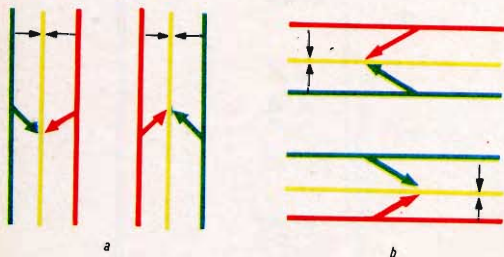



Fig. 18 - Messa a punto « matrizzata » della convergenza del rosso e del verde mediante immagine a reticolo.

(a) Spostamenti **similari** dei raggi del rosso e del verde producono lo spostamento soltanto delle righe verticali del rosso e del verde.

(b) Spostamenti **opposti** dei raggi del rosso e del verde producono invece uno spostamento soltanto delle righe orizzontali del rosso e del verde.

Errori asimmetrici del blu laterale possono essere corretti mediante leggera rotazione dell'unità di convergenza radiale sul collo del cinescopio.

4.3. CORREZIONE DELLA FORMA DEL RASTER

La forma del raster sullo schermo di un cinescopio a colori da 90° non è perfettamente rettangolare ma presenta una certa distorsione « a cuscino ». Alla correzione di questo particolare tipo di distorsione del raster provvede un dispositivo di correzione (trasduttore) mediante il quale si dà alle correnti di scansione verticali e orizzontali una particolare modulazione.

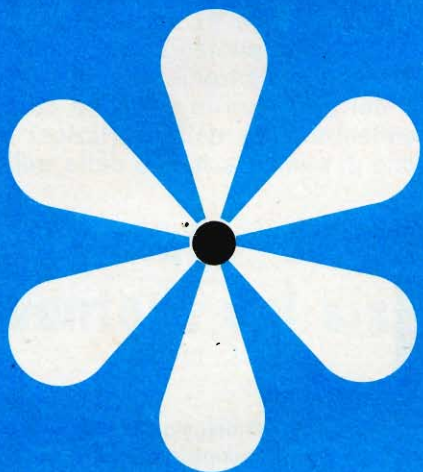
4.4. MESSA A PUNTO DEL BIANCO E DELLA SCALA DEI GRIGI

Per la riproduzione di un raster bianco è necessario che le correnti dei tre raggi stiano tra loro in un rapporto ben definito. Tale rapporto, a seconda del sistema di pilotaggio usato, e cioè se con i semplici **segnali R V e B o con i segnali differenza di colore,** può essere ottenuto applicando al cinescopio sia differenti tensioni di pilotaggio sia differenti tensioni di alimentazione degli elettrodi. Con l'operazione di messa a punto del bianco e della scala dei grigi si fa in maniera che le tre curve caratteristiche dei tre cannoni siano **adattate** tra loro in maniera da ottenere il rapporto che dà il bianco e di mantenerlo anche per tutte le gradazioni di grigio (scala dei grigi).

Spieghiamo con due esempi in che cosa consiste questo « adattamento » delle tre caratteristiche.

Il primo esempio è rappresentato dal circuito cosiddetto « potenziometrico » indicato in fig. 19. Questo circuito viene impiegato nel sistema di pilotaggio mediante i segnali differenza di colore e segnale di luminanza. In questo sistema di pilotaggio, il segnale di luminanza (Y) viene applicato ai catodi mentre alle griglie controllo vengono applicati i tre segnali differenza di colore e cioè: (R — Y), (V — — Y) e (B — Y). La sottrazione del segnale (Y) avviene nel cinescopio medesimo e di conseguenza il raggio di elettroni di ciascun cannone risulterà modulato dai primitivi segnali R, V e B.

Per la messa a punto della scala dei grigi è richiesto un segnale di luminanza (segnale bianco e nero) « a scaletta ». In questo caso, i tre segnali differenza di colore hanno un valore zero; c'è solo il livello di tensione in c.c. comune a tutte le tre griglie controllo e che non ha un valore zero.

Un catodo (supponiamo quello del rosso) viene collegato **direttamente** all'uscita dell'amplificatore di luminanza. Gli altri due catodi (e cioè quello del verde e del blu) vengono collegati all'uscita dello stesso amplificatore attraverso due distinti potenziometri. In questa maniera, il pilotaggio dei cannoni del verde e del blu

secondo norme Din 45544

giradischi THORENS TD 150

Un nuovo rivoluzionario sistema di sospensioni, un piccolissimo motore a bassa velocità, una speciale cinghietta elastica per il trascinamento del piatto: l'impiego di queste nuove tecniche e la tradizionale precisione della produzione Thorens hanno portato il livello di rumore del giradischi semiprofessionale TD 150 ad un valore (*) così basso da rappresentare un nuovo standard di qualità.

Vendita e assistenza in Italia

SOCIETÀ ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.

può essere variato indipendentemente l'uno dall'altro senza che venga influenzato il livello del nero.

Le tensioni di interdizione dei tre cannoni vengono rese uguali mediante regolazione delle tensioni di griglia schermo (V_{g2}) dei rispettivi cannoni. Questa regolazione può essere effettuata molto accuratamente osservando le zone più oscure della scala dei grigi. **Successivamente adattando le tensioni di pilotaggio del blu e del verde alla tensione fissa di pilotaggio del rosso è possibile ottenere il bianco nella zona più chiara dell'immagine.**

Il secondo esempio di circuito per la messa a punto della scala dei grigi è riportato in fig. 20. In questo caso il cinescopio viene pilotato con i **segnali R, V e B.** Ciò significa che i segnali di luminanza e di differenza di colore non vengono matrizzati nel cinescopio ma in un circuito a parte. In questa maniera a ciascun cannone verranno applicati i primitivi segnali di colore (R, V e B). In questo circuito questi segnali di pilotaggio vengono applicati alle griglie controllo. Per mantenere il livello del nero con la tensione costante indipendentemente dalle variazioni della tensione di alimentazione e delle tolleranze dei tubi amplificatori vengono impiegati circuiti **clamping.** Le tensioni delle griglie schermo vengono regolate in maniera da ottenere punti di interdizione uguali. Con queste regolazioni si mettono a punto le zone più oscure della scala dei grigi. Le zone più chiare della scala dei grigi vengono portate sul giusto punto del bianco mediante regolazione dei canali di amplificazione dei segnali video rispettivamente del rosso, del verde e del blu.

Fig. 19 - Pilotaggio del cinescopio mediante il circuito cosiddetto « potenziometrico ».

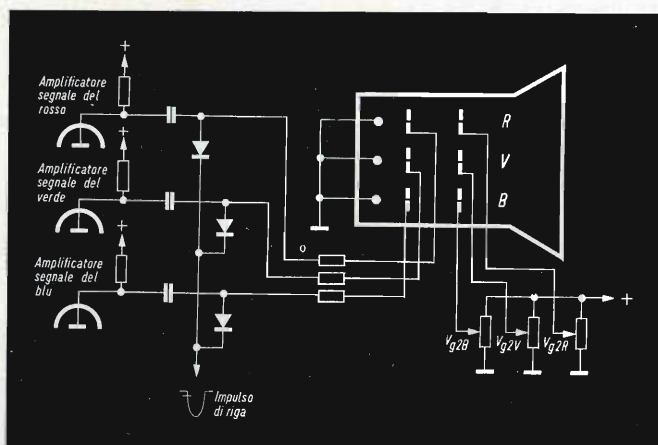



Fig. 20 - Pilotaggio del cinescopio con i segnali R. V. B.

(continua)

STORIA DELLA TVC

raccontata da W. Bruch inventore del sistema PAL

TELEVISIONE A COLORI

2ª Parte

Viene illustrato il principio che permette di « sistemare » all'interno della banda già assegnata alla TV in bianco e nero, la portante che trasporta l'informazione del colore.

Già al tempo della trasmissione delle immagini su filo (sistema telegrafico) ci si accorse che lo spettro delle frequenze occupato dal segnale video della televisione era formato da linee spettrali ben distinte l'una dall'altra (discrete) e distanti l'una dall'altra alla frequenza di riga (15625 Hz).

Nulla vietava pertanto di inserire tra uno spazio vuoto e l'altro di questo spettro un secondo segnale (fig. 10). Siccome i tre segnali provenienti dai tre tubi di ripresa della telecamera, possono essere considerati **agli effetti della scansione** identici a quello proveniente dal tubo da ripresa della telecamera in bian-

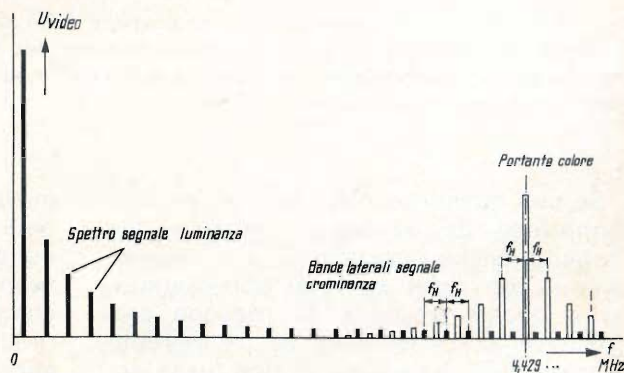



Fig. 10 - Intramezzamento degli spettri di frequenza del segnale di luminanza e del segnale di crominanza.

co e nero, lavorandoli opportunamente, potevano benissimo essere inseriti tra l'una e l'altra riga dello spettro del segnale video in bianco e nero.

La larghezza di banda di questi segnali del colore poteva essere considerevolmente ridotta (circa 1,2 MHz), dato che, come abbiamo visto in precedenza, il dettaglio fine di un'immagine a colori è trasportato dal segnale di luminanza che corrisponde in tutto e per tutto al normale segnale video della televisione in bianco e nero.

È evidente che per esigenze di compatibilità questa **portante dei segnali del colore** deve apparire il meno possibile sullo schermo del cinescopio. È per questo motivo che **si accoppia** la sua frequenza con quella della scansione di riga. In questa maniera ciò che apparirebbe (specialmente sullo schermo di un televisore in bianco e nero) sarebbe una specie di **collana di perle** « tesa » su ogni riga del raster.

Nel sistema NTSC, queste collane di perle (tante quante sono le righe di un

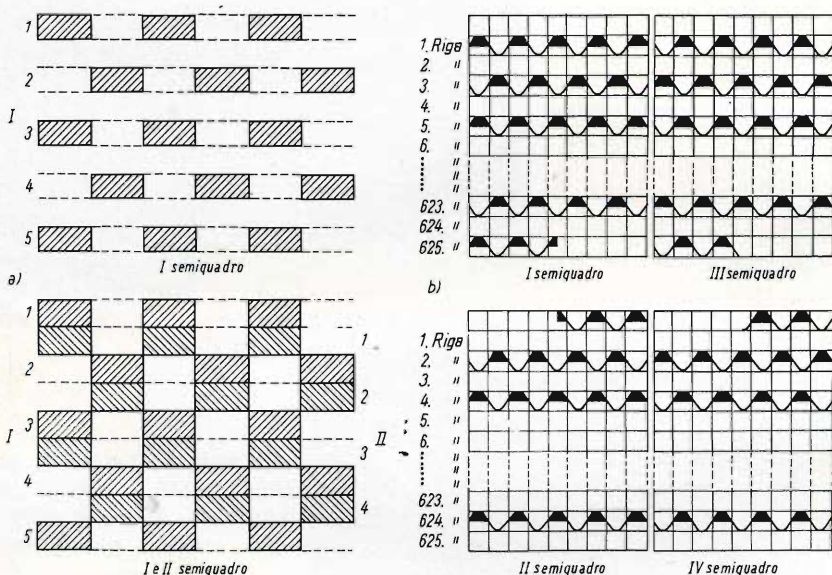



Fig. 11 - Segnale della sottoportante come appare sullo schermo del cinescopio (effetto scacchiera). a) Scacchiera prodotta (in alto) dopo la scansione del 1° semiquadro. (In basso) scacchiera prodotta dopo il 2° semiquadro. b) Fase dell'oscillazione della sottoportante in quattro successivi semiquadri equivalenti a due quadri completi.

quadro) risultano spostate di riga in riga e di semiquadro in semiquadro in maniera da far apparire lo schermo del cinescopio dopo la scansione di un quadro completo come una **microscacchiera** (figura 11). **Ma l'occhio non deve vedere questa microscacchiera sovrapposta all'immagine ricevuta.** Questa microscacchiera è infatti una specie di interferenza o disturbo sull'immagine. Perché l'occhio non la veda si fa in maniera che nella scansione del quadro successivo (formato da due semiquadri), tale scacchiera diventi la

Se con questi segnali che portano l'informazione del colore si modula una portante, anche questa avrà le sue bande laterali con righe spettrali ben distinte. Se a questa portante si assegna una frequenza corrispondente ad un **multiplo di metà della frequenza di riga**, essa andrà a « cadere » in un buco dello spettro delle frequenze del segnale in bianco e nero, ed automaticamente anche le linee spettrali dei segnali del colore andranno a cadere dentro i buchi del segnale bianco e nero (fig. 10).

immagine negativa della prima scacchiera (1° quadro). A causa dell'inerzia dell'occhio, incapace a seguire variazioni di luminosità così veloci di un punto dello schermo, la scacchiera negativa neutralizzerà la scacchiera positiva, e lo spettatore vedrà il quadro bianco. Ciò naturalmente alla fine di quattro semiquadri (e cioè dopo due quadri completi).

Per ottenere questa « sparizione » della portante del colore dallo schermo del cinescopio è necessario che la frequenza della portante del colore, f_{NTSC}, rigidamente « legata » alla frequenza di riga, sia scelta in maniera da essere **un multiplo dispari della metà della frequenza di riga** (f_H). In questa maniera si soddisfano due condizioni:

1) La sottoportante non è « vista » sullo schermo del cinescopio;

2) le righe spettrali di questa sottoportante vanno a cadere nel bel mezzo delle righe spettrali del segnale di luminanza o segnale in bianco e nero.

La frequenza della portante del colore si calcolerà pertanto così:

$$f_{NTSC} = (2n - 1)\frac{f_H}{2} = (n - ½)\, f_H$$

In base alla suddetta formula, venne scelto per l'NTSC europeo n = 284. Questo valore venne scelto in considerazione della semplicità con cui potevano essere realizzati gli stadi divisori di frequenza necessari alla formazione della portante del colore.

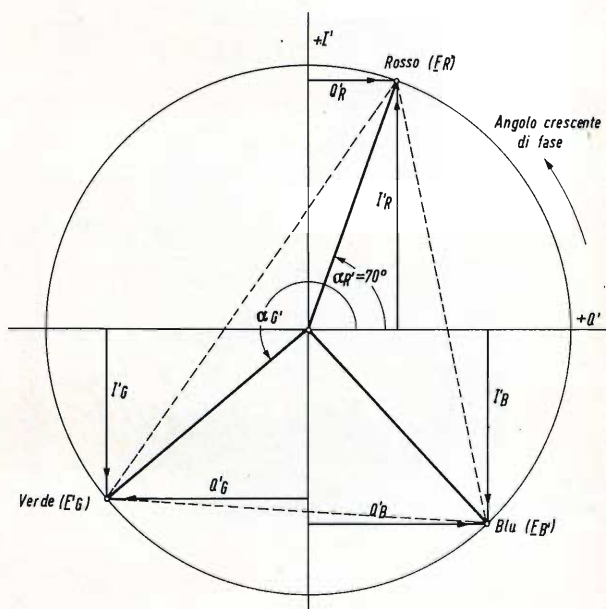



Fig. 12 - Rappresentazione dei colori primari E'_R, E'_G ed E'_B mediante coordinate cartesiane. È indicato anche il triangolo del colore della colorimetria. Una componente, di colore, per esempio E'_R si può pensare che possa essere formata dalle componenti degli assi Q'_R, I'_R.

Pertanto, se nella formula precedente si pone al posto di **n** il valore assegnato, e cioè 284, in ogni riga di scansione verranno a « cadere » $n - 1/2 = 283$, periodi o oscillazioni della portante del colore. Siccome la frequenza di scansione f_H è uguale a 15625 Hz, la frequenza della portante del colore verrà ad assumere il seguente valore

$$F_{(NTSC)} = 15625 \cdot 283{,}5 = 4.429687{,}5 \text{ Hz}$$

e cioè circa 4,43 MHz

Abbiamo visto che in una riga non cade un numero intero di oscillazioni della portante del colore (infatti è 283,5); a causa di ciò succederà che l'oscillazione di tale portante risulterà automaticamente cambiata di polarità **in due successive righe di scansione appartenenti ad uno stesso semiquadro.**

La famosa collana di perle della riga successiva risulterà spostata di λ/2 rispetto alla collana di perle formata nella riga precedente. Se si stabilisce con quale angolo di fase « parte » l'oscillazione della portante del colore all'inizio quadro non si verifica alcun spostamento di fase dell'oscillazione della portante del colore presente sulla riga. Ciò del resto si era verificato anche tra il primo e il secondo semiquadro.

All'inizio del quinto semiquadro (inizio del terzo quadro di scansione) si ripetono le condizioni di prima e così via. In fig. 11a sono stati riportati i semiquadri a perle 1 e 2. Nei semiquadri 3 e 4, per quanto detto sopra, vengono scambiati i punti bianchi con i punti neri, e in questa maniera si può sfruttare l'inerzia dell'occhio agli effetti della non visibilità

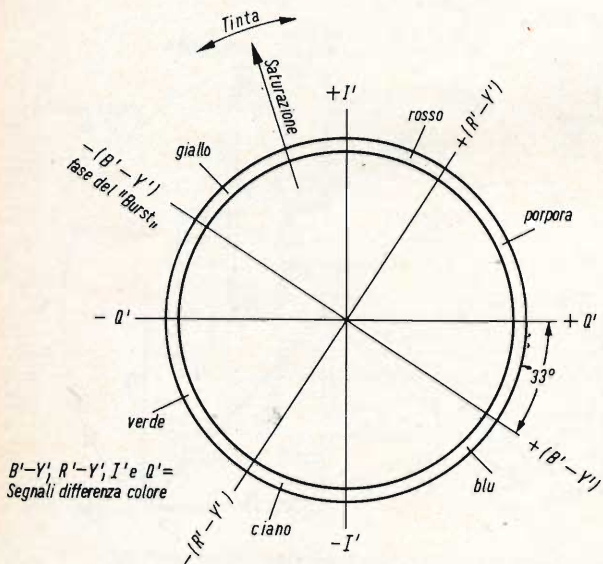



Fig. 13 - Cerchio del colore NTSC. Sono indicati anche gli assi NTSC Q'/I'.

della riga del successivo semiquadro, avremo che alla fine del primo semiquadro (formato da 312 righe) saranno « corse via » 312 · 283,5 = 88452 oscillazioni o periodi della portante del colore. Il secondo semiquadro inizierà pertanto, come il primo, con fase « O » della portante del colore. Alla fine del secondo semiquadro (sono passate già 625 righe) saranno pertanto « passati via » 625 · 283,5 = = 177.187,5 oscillazioni della portante del colore. Il terzo semiquadro (inizio del secondo quadro) comincerà pertanto con un'oscillazione della portante del colore spostata di λ/2 rispetto al secondo semiquadro. Tra il terzo e il quarto semi-della portante sullo schermo del cinescopio. Questo effetto compensativo richiede come abbiamo visto, quattro semiquadri (fig. 11b).

Questa cancellazione della portante del colore sullo schermo del cinescopio purtroppo non è completa. Il motivo è il seguente: in un secondo vengono « scritti » 50 semiquadri; il ciclo di cui abbiamo parlato prima scorrerà quindi alla velocità di soli 12,5 Hz; inoltre a causa dell'effetto stroboscopico sembra che sullo schermo del cinescopio appaia un **vagare** di queste collane di perle tutte le volte che l'occhio cerca di seguire lo spostamento di questi punti luminosi di semi-

Fig. 14 - Oscillogramma di una riga di un segnale formato da 6 barre di colore, disposte in maniera da dare un segnale di luminanza con grigi a scaletta (e cioè di grigio sempre crescente).

quadro in semiquadro. Questo effetto negativo viene inoltre incrementato dalla curvatura della curva caratteristica del cinescopio $I_a = f(V_g)$ che tende ad esaltare (e quindi a produrre una maggiore luminosità) in corrispondenza delle semionde positive dell'oscillazione della portante del colore.

Una perfetta cancellazione della portante del colore sullo schermo di un cinescopio bianco e nero è quindi irrealizzabile.

La modulazione della portante del colore nel sistema NTSC

Per modulare la portante del colore (NTSC) con i segnali che recano l'informazione del colore, si ricorre ad un geniale artifizio. Osserviamo la fig. 12, il vettore che rappresenta il colore può essere scisso in due componenti ad angolo retto tra loro rispettivamente I' e Q'. Queste due componenti ad angolo retto tra loro vengono ciascuna modulata separatamente in un « modulatore bilanciato » (il quale provvede anche a sopprimere la portante stessa) ed infine vengono sommate tra loro. Il risultato di questa somma è una « portante » il cui angolo di fase α verrà a dipendere dal **tono del colore** che si vuole trasmettere mentre l'ampiezza S sarà direttamente dipendente dal **grado di saturazione** che quel dato tono di colore possiede.

La fig. 13 mostra il « cerchio del colore » riportato sugli assi di modulazione della portante del colore. L'angolo α viene riferito in questa rappresentazione all'asse di modulazione positivo + Q e differisce pertanto dalla classica rappresentazione NTSC nella quale invece l'angolo α viene riferito ad un sistema di coordinate ruotato di 33° rispetto all'asse di modulazione « naturale ».

Per poter riottenere nel ricevitore questo stesso identico valore di α (e quindi lo stesso tono di colore trasmesso) viene trasmesso insieme al segnale di luminanza (esattamente sul piedestallo posteriore dell'impulso di spegnimento di riga) una « portante di riferimento » (il cosiddetto burst).

Questa portante di riferimento « in pillole », viene chiamato il **segnale di sincronismo del colore.** Con questo impulso di sincronismo si riesce attraverso un circuito discriminatore a far sì che la frequenza e la fase dell'oscillatore locale che produce la portante rigenerata nel ricevitore, siano identiche a quelle della portante del trasmettitore la quale come abbiamo visto non viene trasmessa.

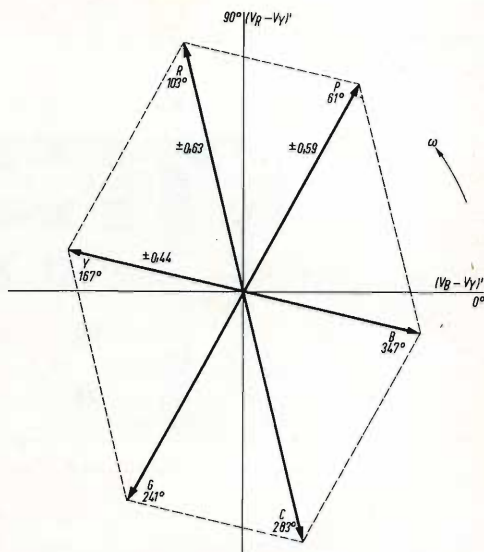



Fig. 15 - Come appare al vettorscopio, la riga del segnale di barre di fig. 14. Congiungendo i punti dei vettori dei colori si ottiene un ellisse. In pratica si suppone che tale congiungimento dia un cerchio (il cerchio del colore). In questo caso sono stati usati gli assi di modulazione « naturali » (V_R' - V_Y') e (V_B' - V_Y') al posto degli assi « americani » I' e Q'.

La fig. 14a indica come appare sull'oscillografo una riga di un segnale di barre colorate trasmesso secondo il sistema NTSC. La sequanza dei colori è stata scelta in maniera che il segnale della luminanza di questi colori da solo (14b) possa riprodurre sullo schermo una scala di grigi sempre più grigi. A questo segnale di luminanza viene sovrapposto come indica la figura 14a, il segnale di crominanza (14c) (portante del colore modulata in

fase ed ampiezza) caratteristico di questi colori.

La fig. 15 mostra la rappresentazione vettoriale del segnale di crominanza di questi colori, come apparirebbe al vettorscopio. Sono indicati, per ogni colore l'ampiezza e l'angolo di fase del vettore che rappresenta il segnale di crominanza di quel dato colore. Congiungendo le punte dei vettori si ottiene un **ellisse anziché un cerchio.** Ciò dipende dalla non linearità dei segnali affetti dalla correzione gamma. Agli effetti pratici ciò non ha alcuna importanza ed in seguito noi considereremo questa rappresentazione alla stregua di un cerchio, il vero cerchio dei colori.

L.C. (continua)

SOLUZIONE DEL CRUCIVERBA TECNICO DEL MESE DI NOVEMBRE

È stata data alla stampa una nuova pubblicazione: il « Notiziario Audiovisivi ». Il bollettino vuol essere un contributo alla conoscenza ed una guida all'utilizzazione dei sussidi audiovisivi nell'insegnamento. « La scuola italiana è diventata finalmente — e vuole esserlo realmente — scuola di tutti;... ha bisogno di adeguare i suoi metodi di apprendimento alla evoluzione ed al perfezionamento delle forme di comunicazioni di massa;... deve assumere le forme del tempo e dell'ambiente in cui vive ». Così si esprime il prof. Carmelo Ferro, direttore del Centro Provinciale Sussidi Audiovisivi di Milano, in un articolo di apertura della nuova pubblicazione, sottolineando che i sussidi audiovisivi, pur non potendo sostituire l'insegnante « sono ormai una realtà della Scuola italiana, come dotazione e come voce di bilancio e debbono realmente operare molto di più di quanto sinora avviene ».

Il bollettino — che avrà cadenza trimestrale — presenta una vasta rassegna del progressivo diffondersi degli « audiovisivi » nelle scuole d'ogni paese, da quelli in fase di sviluppo ai più progrediti. Un capitolo è dedicato ad alcune applicazioni realizzate in Italia.

La rivista contiene anche un caloroso invito rivolto agli Insegnanti per la collaborazione, la critica e la discussione di questi particolari sussidi dell'insegnamento.

LA CONVERGENZA STATICA E DINAMICA IN UN CINESCOPIO PER TVC

TELEVISIONE A COLORI

Illustriamo in questo articolo i motivi che rendono necessaria la messa a punto della convergenza statica e dinamica in un cinescopio a maschera. Questa illustrazione potrà servire come « introduzione » alla puntata del « Corso di televisione a colori » che compare in questo stesso numero della rivista.

Nel cinescopio a maschera per TVC, ciascun cannone elettronico « scrive » un raster colorato. Se tutti e tre i cannoni « scrivono » contemporaneamente il raster del rispettivo colore e se questi raster si sovrappongono esattamente **in tutte le parti** dello schermo otterremo la riproduzione perfetta di una immagine a colori. Come nella stampa tipografica, così anche sullo schermo del cinescopio, un dato punto di colore dell'immagine sarà riprodotto con fedeltà di colore qualora i tre raster di cui abbiamo parlato sopra si sovrappongano esattamente l'uno sopra l'altro (il « registro » dei tipografi). Solo se si verifica questa condizione non noteremo frange variamente colorate ai bordi degli oggetti dell'immagine trasmessa.

È noto che il più piccolo « elemento di colore » riproducibile sullo schermo di un cinescopio a maschera è rappresentato dalla **triade.** Di triadi sullo schermo di un cinescopio ce ne sono circa 350.000. Ogni triade o area elementare di colore è formata da tre puntini di fosforo, rispettivamente rosso, verde e blu. Ciò significa che questi tre tipi di sostanze luminescenti, colpite dagli elettroni sono in grado di produrre rispettivamente, una luce rossa, verde e blu. Per poter ottenere quella fedeltà di colore di cui abbiamo parlato prima è necessario che i tre raggi di elettroni che nella telecame-

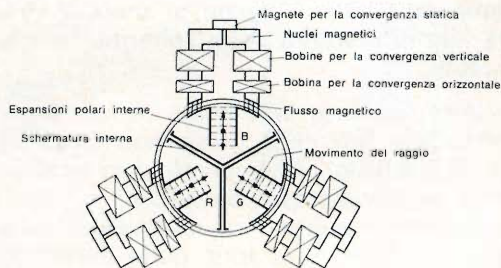



Fig. 1 - Unità di convergenza con i magneti per la convergenza statica e dinamica.

ra « partono » da uno stesso punto dell'immagine (analisi), nel cinescopio vengano concentrati (sintesi) sui puntini di fosforo di **una stessa e medesima** triade. Questo è il significato fisico della condizione di sovrapposizione dei tre raster.

Per ottenere questa « prima » convergenza dei tre raggi di elettroni si fa in maniera che i tre cannoni disposti ai vertici di un triangolo equilatero nel quale l'asse del cinescopio passa per il centro, risultino leggermente inclinati

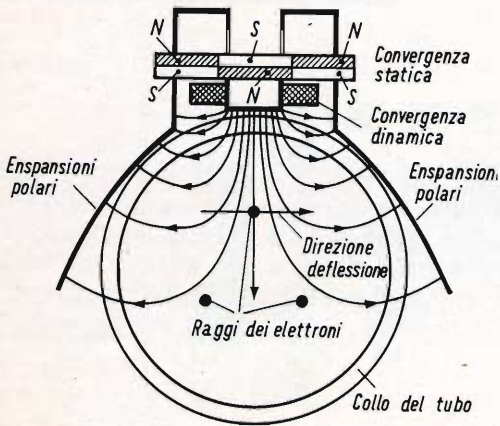



Fig. 2 a - Magnete per lo spostamento laterale del blu.

verso questo asse. L'ordine di grandezza di questo angolo d'inclinazione è 1°.

Vogliamo precisare che il punto in cui i tre raggi debbono convergere non si trova sullo schermo ma sulla superficie della maschera la quale si trova a circa 15 mm di distanza dallo schermo luminescente.

Dopo essersi incrociati in corrispondenza dei fori della maschera, i tre raggi di elettroni debbono di nuovo divergere ma in maniera da andare a colpire ciascuno il puntino della triade « assegnata a quel dato foro della maschera.

Se la luminosità dell'immagine è elevata succede che il punto di convergenza dei tre fasci è tanto grande da andare a colpire contemporaneamente quattro fori della maschera.

Convergenza statica - convergenza dei tre raggi al centro dello schermo

La condizione ideale per la convergenza, e cioè cannoni elettronici perfettamente posizionati e con angoli di inclinazione rigorosamente uguali, non si verifica mai in pratica. Ciò perché è impossibile mantenere questi valori identici per tutta una produzione di cinescopi. Da un cinescopio all'altro ci saranno quindi inevitabili differenze sia nel posizionamento dei tre cannoni sia nell'angolo d'inclinazione dei medesimi verso l'asse del cinescopio. Queste inevitabili differenze vanno corrette. A ciò provvedono le regolazioni che vanno sotto il nome di **convergenza statica.**

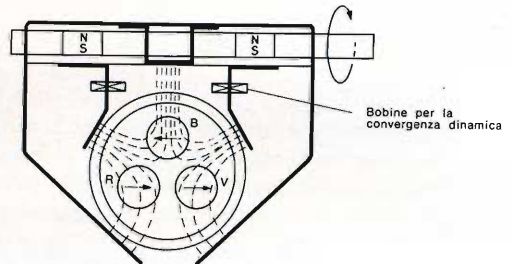



Fig. 2 b - Magnete per lo spostamento laterale del blu. Produce due campi magnetici diretti in senso contrario.

Convergenza statica

Sul collo del cinescopio viene posta oltre all'unità di deflessione, una seconda unità, l'**unità di convergenza** (fig. 1). Questa è formata da tre nuclei magnetici a **U**, avvolti ciascuno da due serie di bobine. In testa a ciascun nucleo si trova un magnetino girevole. La corrente circolante nelle due serie di bobine di ciascun nucleo e il magnete posto sul traferro di ciascun nucleo, producono dei campi magnetici che attraversano il vetro del collo del cinescopio e si chiudono nelle espan-

sioni polari poste alla fine di ciascun cannone elettronico. Il raggio di elettroni passa per queste espansioni polari e può quindi essere spostato in **direzione del raggio** del collo del cinescopio (spostamento radiale).

Per la messa a punto della convergenza statica non si fa altro che variare la posizione del magnetino (o la corrente continua circolante nelle bobine); con ciò è possibile variare intensità e direzione del campo magnetico che attraversa le suddette espansioni polari e di conseguenza anche la posizione di ciascun raggio di elettroni lungo il raggio del collo del cinescopio. Sono quindi possibili tre regolazioni: è possibile cioè spostare **in senso radiale** i raggi di elettroni rispettivamente del rosso, del verde e del blu.

Queste tre regolazioni non bastano. Ne occorre una quarta, fattibile con il magnete per lo spostamento laterale del blu.

Magnete per lo spostamento laterale del blu

Nell'esecuzione di fig. 2 a viene prodotto un campo magnetico che attraversa il collo del cinescopio in maniera da spostare **di lato** il raggio di elettroni del blu. Anche in questo caso, questo campo può essere prodotto sia da un magnete permanente sia da una bobina attraversata da una corrente continua. In un'altra esecuzione di magnete per lo spostamento laterale dei blu, vengono prodotti **due** campi magnetici opposti che effettuano lo spostamento laterale del blu in un senso e lo spostamento del rosso e del verde in senso opposto. (fig. 2 b).

Messa a punto della convergenza statica

Si fanno sovrapporre per primi i raggi del rosso e del verde agendo sui rispettivi magneti, o sulle correnti continue (0). Successivamente si sposta il raggio del blu **in direzione verticale** (e cioè in senso radiale) fino a portarlo alla stessa altezza del rosso e del verde (1). Si sposta poi **orizzontalmente** il raggio del blu agendo sul magnete per lo spostamento laterale del blu (2), fino a portarlo sopra il punto in cui erano stati sovrapposti i raggi del verde e del rosso (3). Ciò è indicato in fig. 3.

Fig. 3 - Messa a punto della convergenza statica.

Fig. 4 a - Deformazione a cuscino nel caso il cannone si trovi lungo l'asse del cinescopio (cinescopi in bianco e nero).

Convergenza dinamica - convergenza durante la deflessione

Il problema della convergeneza dinamica, e cioè della convergenza dei tre raggi **durante la scansione del quadro** viene posto dalla particolare costruzione del cinescopio a maschera. Proprio per il fatto che i tre cannoni sono disposti asimmetricamente rispetto all'asse del cinescopio e per il fatto che sono leggermente inclinati tutti e tre su questo stesso asse, succederà che un raggio di elettroni quando si trova **su un lato** del quadro sarà **più lungo** quando invece si trova su un altro lato del quadro sarà **più corto.** Supponendo che davanti alla telecamera venga posto un **quadrato**, a causa del suddetto inconveniente, tale quadrato verrà riprodotto sullo schermo del cinescopio affetto da due sovrapposte deformazioni. Avremo cioè una

1) deformazione a cuscino ed una

2) deformazione a trapezio.

La deformazione a cuscino è dovuta al fatto che il raggio di curvatura dello schermo è molto più grande della distanza intercorrente tra il centro di deflessione e la faccia dello schermo (fig. 4 a). In corrispondenza di uguali variazioni dell'angolo di deflessione si hanno differenti lunghezze del raggio rispetto allo schermo. Tali distanze sono più piccole al centro e più grandi agli angoli del medesimo per il fatto che la sezione di sfera (con raggio uguale al tratto centro di deflessione-centro della maschera) ha agli angoli la massima distanza (ΔS) rispetto alla faccia interna dello schermo. Questo tipo di deformazione si verifica naturalmente anche nei cinescopi in bianco e nero.

Fig. 4 b - Deformazione a cuscino nel caso il cannone elettronico sia posto in una posizione eccentrica nel collo del cinescopio.

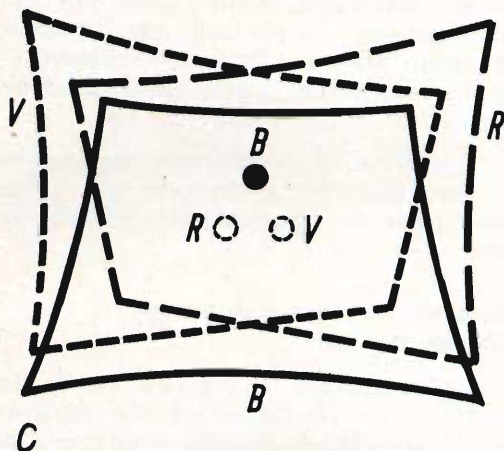



Fig. 4 c - Raster rosso, verde e blu deformati in maniera diversa l'uno dall'altro. Deformazione a trapezio asimmetrica dei tre raster.

La deformazione a trapezio è causata invece dalla posizione asimmetrica dei tre cannoni rispetto all'asse del cinescopio. Siccome il campo magnetico che effettua la deflessione ha una considerevole estensione rispetto alla complessiva lunghezza del cammino dei raggi di elettroni, si verificherà il seguente fenomeno: i raggi che vengono a trovarsi nel campo per un tempo più breve, verranno spostati meno di quelli che invece verranno a trovarsi nel campo per un tempo

più lungo (fig. 4 b). Le tre forme geometriche « scritte » da ciascun cannone risulteranno deformate tutte e tre in maniera diversa l'una dall'altra. Avremo pertanto dei « cuscini » a forma di trapezio che si ricopriranno solo in parte (fig. 4 c).

Messa a punto della convergenza dinamica

Si otterrà la convergenza dinamica dei tre raggi qualora si riesca in qualche modo a modificare la posizione dei raggi di elettroni quando essi vengono deflessi dall'unità di deflessione. La modifica della traiettoria del raggio quando questo viene deflesso si ottiene inviando nelle due serie di bobine presenti su ciascun nucleo ad U dell'unità di convergenza **correnti di forma appropriata.** Le correnti per la convergenza **in senso orizzontale** vengono prelevate dal circuito della deflessione orizzontale, le correnti per la convergenza **in senso verticale** vengono prelevate dal circuito della deflessione verticale. Queste correnti sono formate dalla somma di **correnti a parabola e di correnti a dente di sega** rispettivamente a frequenza di riga e a frequenza di un semiquadro.

Le correnti per la convergenza dinamica

Che queste correnti debbano avere un andamento a parabola si comprende abbastanza facilmente. Al centro dello schermo esse debbono infatti avere valore zero, in quanto in questa zona già la convergenza statica provvede ad effettuare la sovrapposizione dei tre raster. Se si considera una linea verticale al centro del raster e il percorso del raggio del blu (fig. 4 c) si vede che sia in corrispondenza della parte superiore che in corrispondenza della parte inferiore del raster il raggio del blu va spostato verso l'alto e cioè nella stessa direzione. Solo una corrente a parabola può soddisfare a questa esigenza. Al centro dello schermo essa è infatti zero e non potrà quindi produrre alcuna correzione della traiettoria del raggio del blu. Al di sopra e al di sotto del centro dello schermo tale corrente ha lo stesso senso ed è quindi in grado di effettuare il desiderato spostamento del raggio nella stessa direzione e cioè in alto.

Sempre dalla fig. 4 c si vede che l'entità di questo spostamento è asimmetrica in quanto nella parte superiore dello schermo il raggio ha bisogno di essere corretto in minore misura che nella parte inferiore del medesimo. **La parabola dovrà quindi avere rami asimmetrici.** Ciò si ottiene come indica la fig. 5, aggiungendo alla corrente a parabola una corrente a dente di sega.

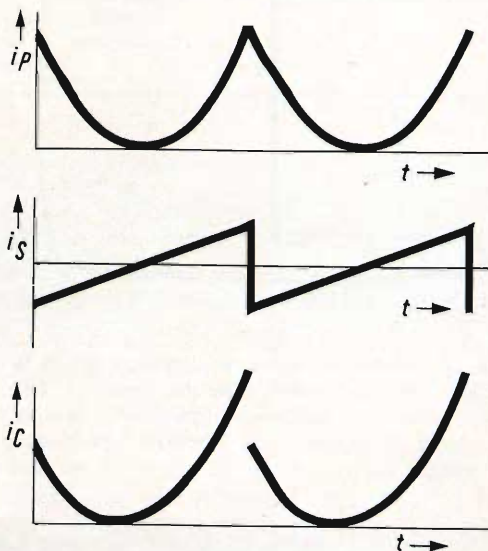



Fig. 5 - Formazione della corrente per la messa a punto della convergenza dinamica. Questa corrente si ottiene sommando una corrente ad andamento parabolico simmetrico con una corrente ad andamento a dente di sega.

Quanto sopra può essere spiegato anche nella seguente maniera. Se si riporta lo spostamento del raggio del blu in funzione del tempo impiegato a scrivere un semiquadro si vede che il raggio impiega lo stesso tempo ad esplorare la metà superiore e inferiore di un semiquadro, ma si vede anche che a causa della deformazione, i tratti percorsi sono differenti (fig. 6).

La parabola dovrà quindi essere asimmetrica; il suo culmine non dovrà trovarsi nel punto di mezzo della scansione del quadro. Sovrapponendo quindi ad una parabola simmetrica un dente di sega, si otterrà la desiderata asimmetria.

Per i raggi del rosso e del verde si hanno condizioni uguali a causa della disposizione simmetrica dei cannoni tra loro e rispetto alla faccia dello schermo.

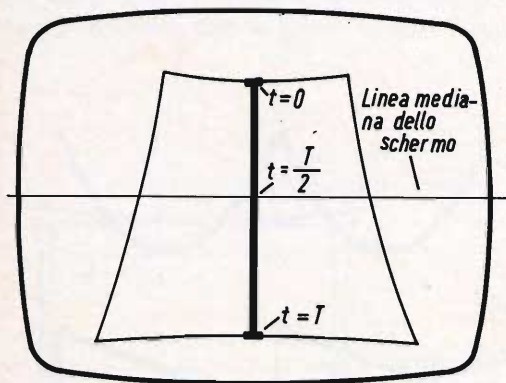



Fig. 6 - I « cammini » di varia lunghezza lungo la verticale centrale dello schermo rispetto alla retta orizzontale centrale richiedono per la loro simmetrizzazione una corrente parabolica asimmetrica.

La messa a punto della convergenza lungo la linea verticale al centro dello schermo si effettuerà quindi inviando correnti paraboliche asimmetriche a frequenza di un semiquadro nelle bobine « verticali » avvolte su ciascun nucleo ad U dell'unità di convergenza mentre la messa a punto della convergenza lungo la linea orizzontale al centro dello schermo si effettuerà inviando correnti paraboliche asimmetriche a frequenza di riga nelle bobine avvolte anch'esse su ciascuno dei tre nuclei ad U dell'unità di convergenza.

Naturalmente questa messa a punto non si riferisce soltanto a queste linee rispettivamente verticale e orizzontale ma ad una buona parte di raster al di qua e al di là della linea verticale centrale, e al di sotto e al di sopra della linea orizzontale al centro dello schermo.

Gli angoli del quadro rimangono al di fuori di questa regolazione. Può essere di giovamento un opportuno dimensionamento delle bobine rispettivamente verticali e orizzontali dell'unità di deflessione.

L.C.

Due pesatrici a ponte elettronico da 40 tonnellate sono state scelte per il controllo del peso dei veicoli che entrano ed escono dal nuovo terminal trasporti stradali Parigi-Rungis, che è stato inaugurato ufficialmente da poco.

L'installazione comprende due unità di pesatura prive di parti meccaniche. Si tratta di un tipo di apparecchiatura che rende facile l'installazione di sistemi di pesatura completamente automatizzati nelle fabbriche.

La BBC, che da poco tempo ha iniziato le trasmissioni regolari di TV a colori, ha subito adottato un nuovo tipo di telecamera portatile per riprese a colori. L'apparecchio usa tre tubi da ripresa Plumbicon, con un obiettivo zoom ed un piccolo monitor a disposizione dell'operatore; inoltre buona parte dei circuiti che normalmente sono incorporati in una telecamera da studio, sono qui disposti in una cassetta portata a spalle dall'operatore.

La telecamera è collegata alla cabina di regia mediante un cavo, che può essere lungo anche più di 500 metri.

L'uso di questo nuovo modello permette di realizzare riprese dal vivo, ed è un esempio significativo degli sforzi che le varie compagnie televisive europee stanno facendo per rendere sempre più interessanti e spettacolari le trasmissioni in colore.

LOCALIZZAZIONE DI UN GUASTO NELLA BASE DEI TEMPI DI RIGA

L'ANGOLO DEL TECNICO TV

Riportiamo un metodo semplice per la localizzazione dei guasti nella base dei tempi di riga, attuato con una lampadina da 6,3 V - 0,3 A; questo articolo interesserà soprattutto quei dilettanti che si occupano della riparazione dei televisori e non hanno ancora un laboratorio attrezzato di strumenti adatti allo scopo.

Nella riparazione di un televisore, quando si presenta il difetto di avere lo schermo completamente nero, le ricerche si orientano verso il circuito della base dei tempi di riga; però, essendo questa parte del circuito molto complessa, è difficile per un principiante sapere se il difetto sta nel multivibratore di riga oppure se il trasformatore EAT è interrotto, o ancora se la valvola EY86 o altre sono esaurite o rotte.

Per poter far fronte rapidamente a questi interrogativi, si è pensato di usare una lampadina da 6,3 V - 0,3 A che ci darà delle informazioni molto interessanti; infatti è sufficiente collegare questa lampadina in serie alla placca della valvola di potenza di riga che può essere del tipo 6DQ6, EL300, EL500 o altre, effettuando un semplice montaggio come si può vedere in fig. 1 con l'aiuto, per esempio di vecchie clip.

In fig. 2 è riportato lo schema classico di un circuito della base dei tempi di riga. Dopo aver collegato la lampadina come indicato in figura si inserisca la spina del televisore alla presa di rete; se il televisore funziona normalmente la lampadina si illumina diventando di un rosso molto vivo.

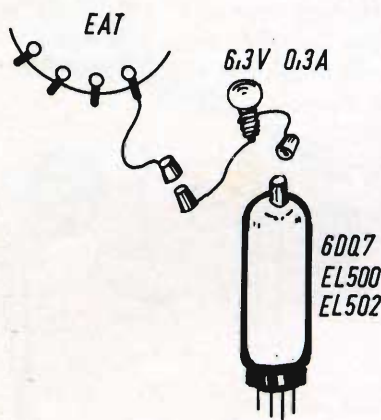



Fig. 1 - Esempio di collegamento fra la EAT e la valvola finale effettuato con la lampadina.

Con il televisore sotto tensione si possono verificare due casi, la lampadina si accende o non si accende.

Fig. 2 - Schema classico di un circuito della base dei tempi di riga.

I° caso

La lampadina si accende, ma lo schermo resta scuro (caso corrente):

1) Come prima probabilità si può dire che la valvola finale di riga è buona in quanto presenta una corrente di placca apparentemente normale; però non si può sapere se il multivibratore eroga i segnali a dente di sega; per avere la conferma del buon funzionamento del multivibratore è sufficiente manovrare il potenziometro P « frequenza di riga »; facendo ciò, l'accensione della lampadina da 6 V, varia; se il multivibratore funziona correttamente anche togliendo per un breve istante la valvola dal circuito, la lampadina si accenderà più intensamente. In conclusione quando negli ultimi due casi, non si ha alcuna variazione di luce, il guasto dovrà essere localizzato nel multivibratore e nei circuiti di collegamento ad esso legati.

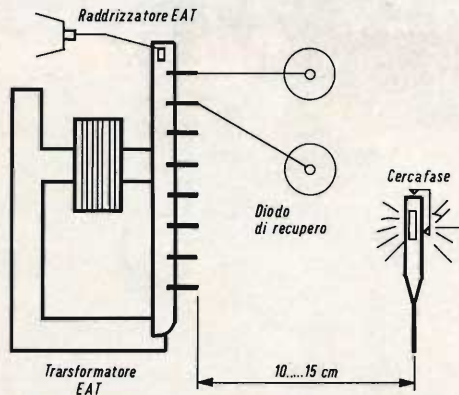



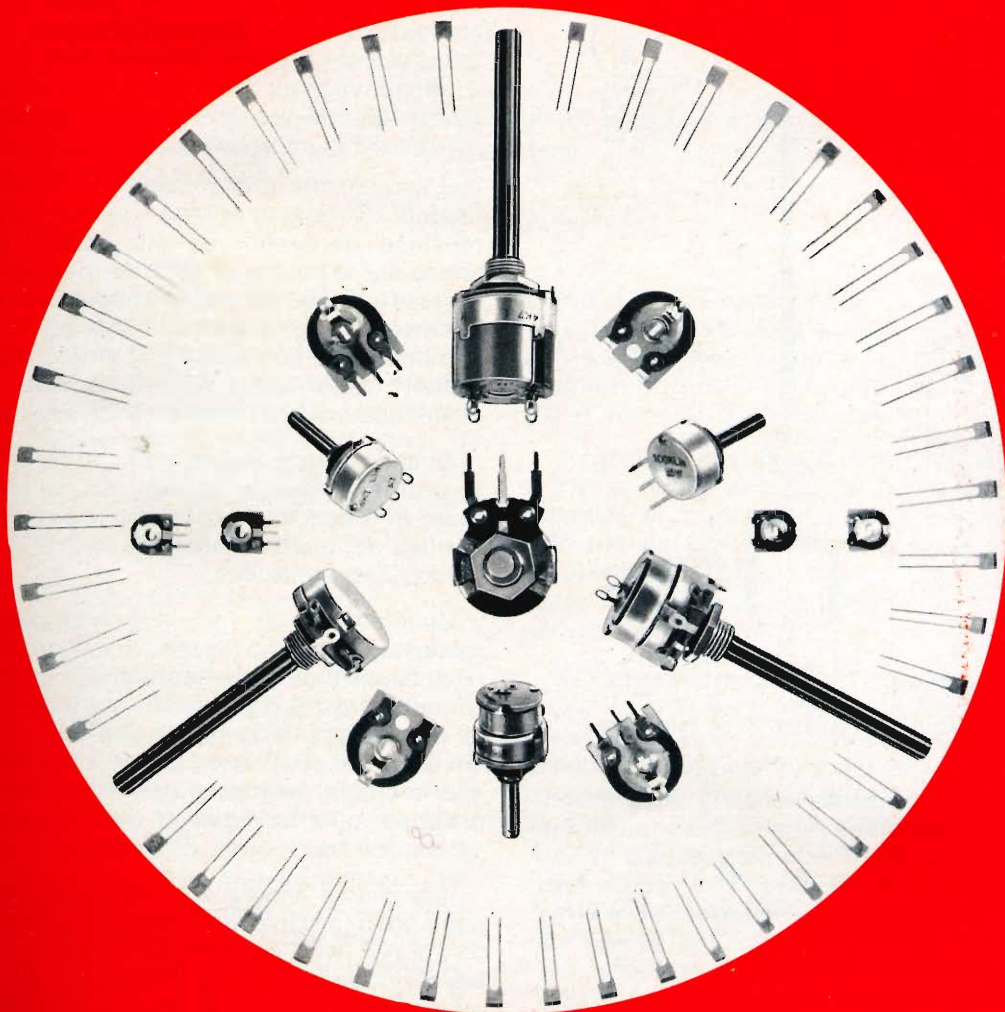
Fig. 3 - Metodo di controllo, per mezzo di un cercafase, del trasformatore E.A.T.

2) La seconda possibilità consiste nel verificare se il circuito multivibratore funziona correttamente, questo si può fare verificando che il condensatore C non sia più in corto circuito. Per poter fare questa prova si deve innanzitutto togliere il collegamento di rete dal nostro televisore e quindi disinserire il diodo recuperatore EY88 o di altro tipo. Fatto ciò si ristabilisca il collegamento di rete, se il condensatore è buono la lampadina si spegne; allo stesso tempo si può dire che il diodo di recupero è in buono stato a meno che non presenti un cortocircuito, possibilità questa assai rara come si vedrà in seguito. Un metodo semplice per verificare che

PHILIPS

s.p.a. Sezione Elcoma
Reparto Componenti Passivi
Milano piazza IV Novembre, 3
telefono 69.94

Potenziometri e
trimmer potenziometrici a
carbone per applicazioni
in radio e televisione
e industriali.

Condensatori ceramici miniatura a
placchetta per tutte quelle
applicazioni in cui sono richieste,
oltre che dimensioni ridottissime,
basse perdite, tolleranze strette
ed elevata stabilità.
Serie a coefficiente di temperatura
controllato e serie a bassissima
dipendenza della capacità
dalla temperatura.

il diodo di recupero EY88 non sia in cortocircuito, è quello di collegare insieme con un filo terminante con due pinze a coccodrillo l'anodo con il catodo della valvola nei punti x e y, questo collegamento farà accendere la lampadina da 6 V, con una intensità doppia di quella indicata quando il diodo di recupero è in buono stato.

Dopo di ciò resta da verificare il trasformatore E.A.T. stesso, la valvola raddrizzatrice EY86, o la bobina di deflessione.

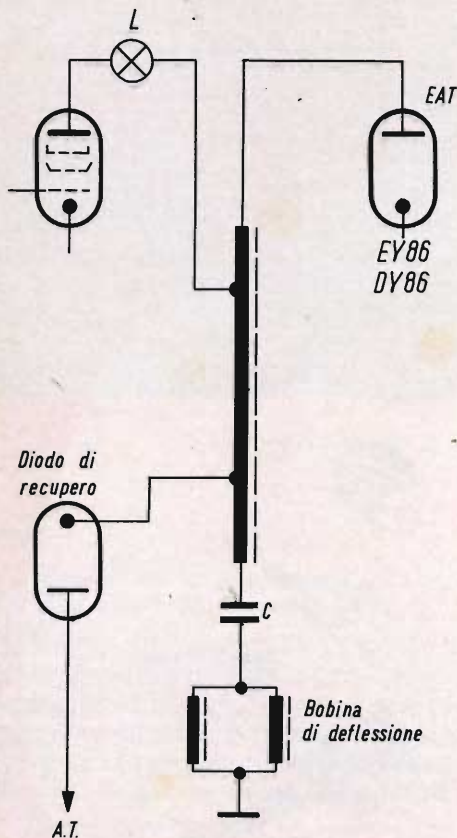



Fig. 3 - Circuito di recupero di un televisore.

3) Per fare questa prova si deve avvicinare un cercafase munito di lampadina al neon, sempre tenendo il televisore in tensione, al trasformatore EAT, dopo aver tolto naturalmente lo schermo; se a circa 15 cm, il cercafase si illumina, si può essere quasi certi che il trasformatore E.A.T. funziona, e perciò si dovrà verificare la valvola raddrizzatrice (fig. 3).

4) Quando il cercafase rimane spento anche avvicinandolo molto, si dovrà verificare il trasformatore stesso o la bobina di deflessione, però il guasto generalmente è dovuto al trasformatore.

II° caso

La lampadina non si accende (caso piuttosto raro). Le cause più frequenti possono essere dovute alla valvola finale di riga che può essere completamente inservibile o, cosa molto rara, alla sua placca che non riceve la tensione di alimentazione; per ovviare a questo inconveniente la placca può essere alimentata direttamente con l'alta tensione del televisore prelevata in un punto per esempio fra y e z; se la valvola non si accende ancora, vuol dire che è difettosa e perciò il guasto va localizzato nei suoi elementi. Quando invece la valvola è buona, bisogna controllare il diodo recuperatore EY88, (vedere il punto 2) oppure interrompere l'avvolgimento del trasformatore.

Il condensatore di recupero c, in alcuni modelli di televisori non ritorna all'alta tensione generale, ma alla massa passando per la bobina di deflessione (fig. 4). In questo caso, quando il condensatore è in cortocircuito, la lampadina da 6,3 V non si illumina più fino a quando l'alta tensione passerà dalla massa attraverso la bobina di deflessione, caso inverso del punto 2.

Quando invece la lampadina si illumina, si potranno fare le stesse misure effettuate in precedenza, come per esempio la verifica del multivibratore, il controllo del diodo di recupero ecc.

Concludendo si può dire che questa modesta lampadina permetterà al riparatore di localizzare l 'elemento difettoso molto rapidamente, rimandando poi il controllo dettagliato della parte difettosa a un secondo tempo. Questo sistema, anche se sperimentale farà guadagnare del tempo prezioso ai principianti ai quali mancano spesso gli apparecchi di misura adatti.

Ricordiamo ancora che un cercafase al neon posto a circa 10-15 cm dal trasformatore E.A.T. si illuminerà se all'uscita del trasformatore vi è una tensione EAT. In questo caso si deve verificare la raddrizzatrice E.A.T. che può essere del tipo EY86, DY86, ecc.

(Da « Radio Plans » 6706)

IL CIRCUITO PUSH - PULL

L'ABC DELLA ELETTRONICA

Parte I

Con questa serie di articoli vogliamo cercare di tracciare a grandi linee l'evoluzione subita dal circuito push-pull, dai classici circuiti a valvola a quelli più attuali a transistor.

Il classico circuito push-pull che alcuni chiamano anche montaggio simmetrico o montaggio in opposizione di fase ha subito, dalla sua nascita, numerose modifiche e trasformazioni. In questa serie di articoli cercheremo di esporre a grandi linee le varie tappe della evoluzione subita da questo circuito fino ad arrivare alle forme attuali.

Principio di funzionamento del push-pull parallelo

In fig. 1 è riportato il circuito push-pull a collegamento parallelo equipaggiato con valvole. All'ingresso del circuito è posto il trasformatore T_1. Il secondario è fornito di una presa centrale **c**, mentre le due estremità **a** e **b** sono collegate alla griglia controllo delle valvole V_1 e V_2. Perchè il push-pull funzioni si deve collegare fra la presa centrale del secondario e i catodi delle valvole una sorgente di polarizzazione. All'uscita del circuito è posto il trasformatore T_2; le estremità del primario **a'** e **b'** sono collegate rispettivamente all'anodo della valvola V_1 e all'anodo della valvola V_2. La sorgente di alimentazione A.T. è collegata tra la presa centrale **c'** del primario del trasformatore e i catodi delle valvole. Osservando il circuito di fig. 1 si può vedere che le due valvole sono alimentate in parallelo dall'alta tensione, da qui il nome di push-pull parallelo.

Riportiamo ora, per sommi capi, il funzionamento del circuito dal punto di vista alternativo; supponiamo di applicare al primario del trasformatore T_1 un segnale sinusoidale di bassa frequenza, nel secondario viene indotta una tensione avente la stessa forma.

Nell'alternanza che noi chiameremo positiva il punto **a** è portato a un potenziale variabile, positivo rispetto al punto **b**. Essendo **c** il punto centrale del secondario, il potenziale esistente in questo punto sarà la metà del potenziale esistente fra **a** e **b**. Di conseguenza se si prende il punto **c** come punto di riferimento, si nota che il potenziale di **a** rispetto a **c** è positivo mentre il potenziale di **b** rispetto a **c** è negativo. I segnali presenti al secondario variano in relazione al variare del segnale applicato al primario e si invertono per l'alternanza negativa. A causa dell'azione del trasformatore T_1, tra la griglia e il catodo di V_1 si avrà un segnale BF in opposi-

zione di fase rispetto a quello che si avrà fra la griglia e il catodo di V_1. Com'è noto, quando la corrente anodica di una valvola aumenta, quella dell'altra diminuisce. A questo punto, si deve tener conto che queste correnti circolano in senso inverso nel semiprimario **a'-c'** e **b'c'** del trasformatore T_2. Questa doppia inversione fa si che gli effetti magnetici della compo-

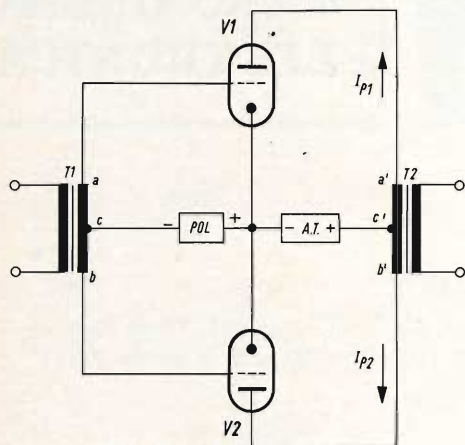



Fig. 1 - Esempio di circuito di principio di uno stadio push-pull a valvole.

nente sinusoidale della corrente anodica si sommino fra loro e inducano nel secondario di T_2 una tensione alternata corrispondente a quella d'ingresso ma notevolmente amplificata.

In un circuito push-pull, lo sfasamento fra i due segnali è alla base di tutto il funzionamento; nel nostro caso lo sfasamento è prodotto dal trasformatore d'ingresso T_1. In un circuito push-pull si deve regolare la polarizzazione in modo che il punto di funzionamento del circuito venga a trovarsi al centro della parte lineare della caratteristica delle valvole; in questo caso le valvole funzionano in classe A.

I principali vantaggi del circuito push-pull possono così essere riassunti:

a - Soppressione delle armoniche di ordine pari e in modo particolare della seconda armonica.

b - Soppressione delle componenti alternate delle tensioni di ronzio dovute alla sorgente di alimentazione. Questo si può attuare in quanto le tensioni si dividono, in ogni metà del primario del trasformatore di uscita, in parti uguali e in senso contrario in modo che si annullino.

c - Soppressione della magnetizzazione del circuito magnetico del trasformatore di uscita. Questo perché le componenti continue delle correnti anodiche circolano in senso inverso nel primario del trasformatore di uscita e creano così dei flussi magnetici uguali e di senso contrario. Così facendo il funzionamento è lontano dalla saturazione magnetica e la componente di bassa frequenza della corrente d'uscita può assumere senza dare inconvenienti, valori maggiori.

Il circuito push-pull dà inoltre la possibilità di pilotare lo stadio finale con un segnale doppio di quello che si poteva applicare a una sola valvola e di conseguenza, si ha la possibilità di ottenere anche una potenza modulata doppia.

Quando nel progetto dell'amplificatore è richiesta una potenza maggiore, si possono far funzionare le valvole in classe B; in questo caso una valvola del circuito push-pull amplifica solo le alternanze aventi una polarità mentre l'altra valvola amplifica quelle di polarità opposta. Il segnale di bassa frequenza viene ricostruito nella sua forma originale nel secondario del trasformatore di uscita.

A uno stadio finale push-pull in classe B si può applicare un segnale di pilotaggio molto più elevato che a uno stadio finale push-pull in classe A; allo stesso tempo si può ottenere una potenza di uscita di un valore 5 o 10 volte maggiore di quella che si otterrebbe con una sola valvola dello stesso tipo ma montata su uno stadio semplice in classe A.

Per quanto riguarda la distorsione, questo tipo di circuito darà buoni risultati se la caratteristica I_p - V_g sarà rettilinea su tutta la sua estensione. Questa condizione però in realtà non si può ottenere perché all'apparire della corrente anodica si manifesta una certa curvatura che genera una deformazione soprattutto ai bassi segnali di pilotaggio. Con valori adeguati di polarizzazione si può fare in modo che il punto di funzionamento cada nelle vicinan-

ze del punto di funzionamento caratteristico della classe B, dove la caratteristica diventa quasi rettilinea per un tratto notevole. Questa classe intermedia prende il nome di classe AB.

Sfasamento dei segnali

Arrivati a questo punto si può constatare che per pilotare uno stadio finale in push-pull è necessario avere uno sfasamento di 180° fra i due segnali di bassa frequenza applicati alla griglia di comando delle due valvole, facendo attenzione, allo stesso tempo, che questi segnali siano di ampiezza identica. Per ottenere queste due condizioni essenziali per un buon funzionamento del circuito, si è impiegato per lungo tempo un trasformatore, come si può vedere in fig. 1. Però, come sempre quando si parla di trasformatori, per realizzare un trasformatore avente delle caratteristiche adatte a questo scopo, sono necessari componenti di qualità e di conseguenza costosi. Malgrado tutte queste precauzioni nella costruzione, si è constatato che il trasformatore non è il mezzo ideale per ottenere uno sfasamento perfetto e così si è cercato di sostituirlo con componenti puramente elettronici. Si è pensato così di utilizzare le valvole e sono stati progettati diversi stadi sfasatori fra i quali i più usati sono lo stadio sfasatore di Schmitt e quello catodico.

Non staremo a descrivere le caratteristiche di questi stadi sfasatori, ma riportiamo solamente in fig. 2 uno schema di sfasatore catodico che viene considerato come il circuito migliore per ottenere lo sfasamento fra i due segnali. Grazie a questo circuito, si ottengono ai capi delle resistenze anodiche e catodiche del triodo ECC83 da 15 k Ω, delle tensioni di bassa frequenza uguali e in opposizione di fase che vengono poi applicate alle griglie di comando delle valvole del push-pull per mezzo di condensatori (0,1 μF sullo schermo). Per compensare l'elevata polarizzazione dovuta alle resistenze catodiche di 15 kΩ, si è aggiunto un ponte formato da una resistenza da 18 M Ω e da una resistenza da 1 M Ω; grazie a questo ponte si ottiene sulla griglia una tensione positiva di qualche volt inferiore a quella esistente sul catodo.

Circuito push-pull « ultralineare »

Nella descrizione del circuito push-pull parallelo non possiamo tralasciare di parlare del montaggio a controreazione chiamato «ultralineare». Come si può chiaramente vedere in fig. 3, la caratteristica es-

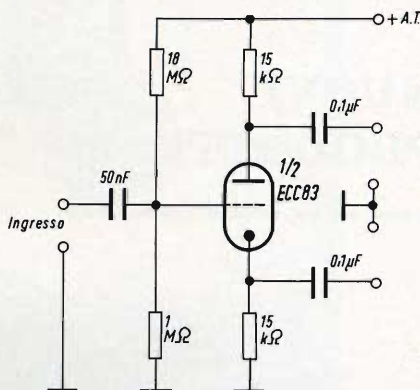



Fig. 2 - Schema di principio di un circuito sfasatore catodico.

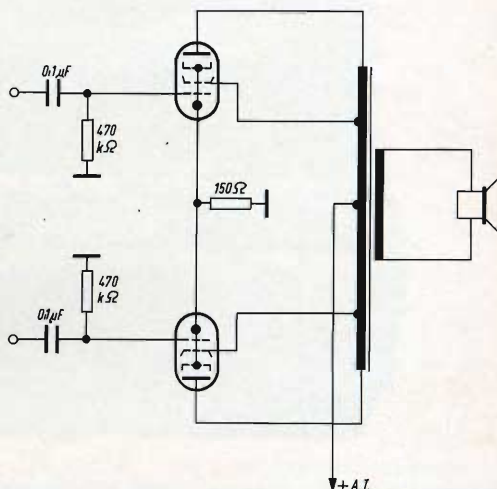



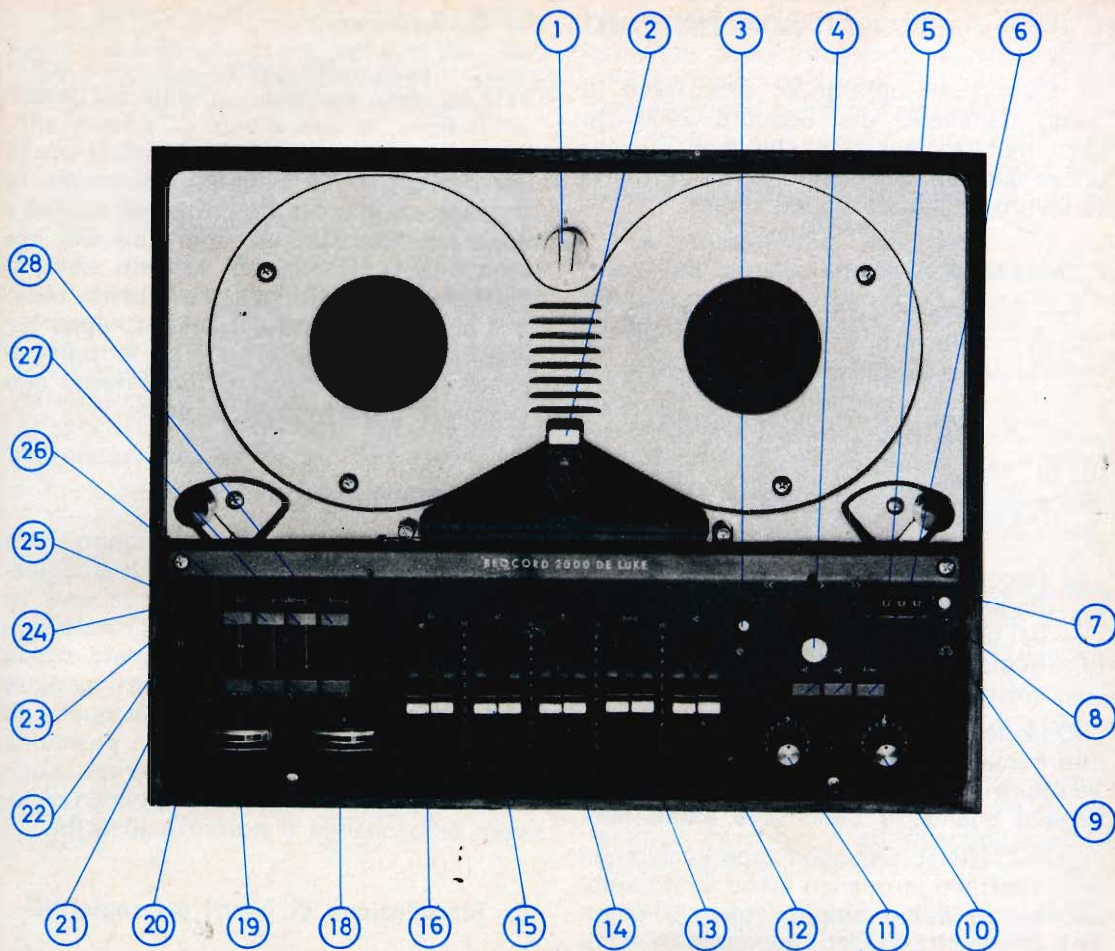
Fig. 3 - Schema di principio di uno stadio push-pull in montaggio ultralineare.

senziale di questo circuito è quella di avere le griglie schermo dei pentodi che formano il push-pull, non più collegate direttamente all'alta tensione ma a delle prese intermedie previste sul primario del trasformatore di uscita. Questo particolare collegamento fa si che una parte della tensione di bassa frequenza di uscita venga riportata sulla griglia schermo provocando una controreazione che riduce la distorsione dello stadio.

(Da « Radio Plans » 6702)

NUOVI PRODOTTI

REGISTRATORE BEOCORD 2000 DE LUXE

Il registratore B & O modello Beocord 2000 De Luxe, nella versione portatile munita di altoparlanti e nella versione da studio senza altoparlanti, rappresenta senz'altro uno degli apparecchi più interessanti oggi disponibili sul mercato italiano. Per l'eccellenza delle sue qualità tecniche, e per l'estrema funzionalità dei comandi, che consentono di realizzare miscelazioni, sovraincisioni, sincronizzazioni di film, ecc..., questo registratore si inserisce nella ristretta gamma dei tipi di classe professionale. La descrizione che segue mette appunto in rilievo le caratteristiche tecniche e le possibilità d'impiego; perciò può essere utile per tutti coloro che, professionalmente o da amatori, si interessano di alta fedeltà e registrazione.
Il Beocord 2000 De Luxe, come tutti i prodotti B & O, è venduto dalla G.B.C. Italiana S.a.S.

LEGENDA

1) Selettore di velocità e interruttore generale
2) Tasto per commutazione tra lettura a 2 tracce (sollevato) e a 4 tracce (schiacciato)
3) Comando di pausa
4) Comando di movimento del nastro
5) Contagiri
6) e 7) Tasti per l'inserimento dei due gruppi di altoparlanti (I e II)
8) Tasto Echo (schiacciato) e ingresso linea (sollevato)
9) Jack per cuffia
10) Controllo toni alti
11) Controllo toni bassi d'uscita
12) Controllo volume d'uscita
13) Controllo di volume per Echo, sound-on-sound e ingresso linea
14) Controllo di volume per ingresso radio
15) Controllo di volume per ingresso giradischi
16) Controllo di volume per ingresso microfono
17) Prese per ingressi e uscite (vedi figura 3)
18) e 19) Amperometri per controllo del livello di registrazione sui canali destro e sinistro rispettivamente
20) Tasto per sound-on-sound
21) Tasto per monitor
22) Presa per microfono
23) e 24) Tasti per la selezione dei canali in riproduzione
25) Tasto per amplificatore
26) e 27) Tasti per la selezione delle tracce in registrazione
28) Tasto per synchro.

ISTRUZIONI PER L'USO

Riteniamo opportuno descrivere il modo d'impiego del Beocord 2000 De Luxe perché pensiamo che solo così si possa dare un'idea delle vaste possibilità di lavoro di questo apparecchio.

2. Messa in funzione

Per mettere in azione l'apparecchio disporre il selettore di velocità (1) sul valore desiderato. Ci sono tre velocità:

I : 4,75 cm/s (1 e 7/8 in./s)
II : 9,5 cm/s (3 e 3/4 in./s)
III: 19 cm/s (7 e 1/2 in./s)
che comunemente sono adatte per queste applicazioni:

I - Registrazioni del parlato;
II - Registrazioni di musica dalla radio e dal giradischi;
III - Registrazioni di alta fedeltà, da microfono, giradischi.

Quando il selettore (1) è nelle posizioni intermedie l'apparecchio è spento. Gli amperometri indicatori (18) e (19) si illuminano quando il Beocord è alimentato.

IMPORTANTE. Quando l'apparecchio non è un funzione, o quando viene usato semplicemente come amplificatore, il selettore di velocità (1) e il comando di movimento del nastro (4) devono sempre essere lasciati in posizione di riposo, perché così le puleggie di trascinamento in gomma sono staccate e di conseguenza non sono soggette a deformazioni. Nel caso che si riscontrasse qualche piccola gobba in queste pulegge, è possibile rimetterle in forma facendo funzionare l'apparecchio a vuoto per qualche minuto.

3. Inserimento del nastro

Per inserire il nastro, infilare la bobina piena sul perno di sinistra, portare il nastro attorno ad entrambe le ruote tendinastro, infilarlo nella fessura e fissarlo alla bobina vuota.

Nel caso si usino nastri molto sottili, questi possono avere una certa tendenza ad attorcigliarsi; l'inconveniente si può evitare inserendo il nastro direttamente nella fessura senza usare le ruote tendinastro.

4. Connessioni

Sul fondo dell'apparecchio sono collocate le prese per radio, giradischi, segnale di linea, e due gruppi di altoparlanti. Sul lato sinistro del mobile vi è la presa per microfono (22); sul lato destro vi è la presa per cuffia (9). Le prese radio e linea sono adattate sia per l'ingresso che per l'uscita; perciò usando appositi cavi di collegamento multipolari tra la presa radio e la presa registratore di un altro apparecchiofi è possibile effettuare sia la registrazione da questo apparecchio esterno che la riproduzione attraverso esso.

5. Movimento del nastro

Il movimento del nastro è controllato con la leva (4). Per ottenere il trascinamento alla velocità desiderata la leva va spinta nella fessura centrale indicata con >. Per avanzamento e riavvolgimento rapido la leva va spinta rispettivamente nella fessura di destra ≫, e in quella di sinistra ≪. Quando la leva è in posizione di riposo il nastro rimane fermo. Logicamente il controllo del movimento lavora solo quando il nastro è inserito.

6. Riproduzione di nastri pre-registrati

È possibile per nastri a due o quattro tracce, sia mono che stereo. Inserito il nastro e avviatolo nel modo già indicato, il programma desiderato viene selezionato con i tasti di selezione dei canali (23) e (24). La riproduzione avviene nella maniera seguente **(vedi fig. 1)**.

a) Tasto (23) premuto: Traccia 1 (per nastri a 4 tracce: traccia 1 o 4) canale sinistro su entrambe le uscite.

b) Tasto (24) premuto: Traccia 2 (per nastri a 4 tracce: traccia 2 o 3) canale destro su entrambe le uscite.

c) Tasti (23) e (24) premuti: Tracce 1 e 2 (per nastri a 4 tracce: tracce 1-3 oppure 2-4) riprodotte in stereo, una su ciascuna uscita.

d) Tasti (23) e (24) sollevati: Tracce 1 e 2 (per nastri a 4 tracce: tracce 1-3 oppure 2-4) vengono riprodotte insieme su entrambe le uscite.

I tasti (6) e (7) permettono di selezionare i due gruppi di altoparlanti. Eventuali cuffie collegate ricevono sempre il segnale anche se i due tasti sono sollevati.

Il volume in riproduzione è regolato con il comando lineare (12) costituito da due cursori indipendenti, uno attivo sul canale destro, l'altro (quello di sinistra) sul canale sinistro. Con essi è anche possibile il bilanciamento variando un livello rispetto all'altro.

La regolazione di tono è comandata dal potenziometro (10) sugli alti e dal potenziometro (11) sui bassi; essi agiscono contemporaneamente sui due canali.

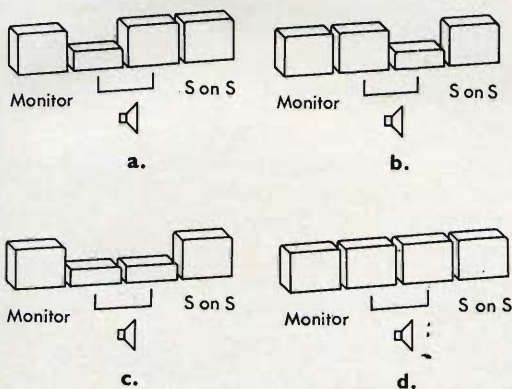



Fig. 1 - Disposizione dei tasti (23) e (24) per selezionare i vari modi di ascolto.

NOTA. Le registrazioni monoaurali sono normalmente effettuate sulla traccia 1 (canale sinistro), scambiando ed invertendo le bobine quando si termina la prima parte. In qualche caso può essere effettuata sulla traccia 2 (canale destro) riavvolgendo il nastro al termine della prima parte. I comandi (23), (24) e (12) vanno manovrati di conseguenza.

7. Registrazione mono

Per questo occorre schiacciare il tasto (26), mentre la leva (4) è in posizione di movimento normale. Il tasto rimarrà premuto fino a che la leva (4) non verrà riportata in posizione di riposo. Una luce rossa sull'amperometro (19) indica che la registrazione è in corso, e la deviazione dell'ago dello strumento indica il livello del segnale registrato. Per ottenere una registrazione corretta l'ago dello strumento deve normalmente stare nella zona nera, con eventuali brevi deviazioni della zona rossa solo durante i picchi di volume.

La registrazione alla velocità di 4,75 cm/s va effettuata con un livello leggermente più basso di quanto usato alle altre velocità.

Il livello di registrazione viene regolato con gli appositi controlli del volume di ingresso; rispettivamente (14) per l'ingresso radio, (15) per giradischi, (16) per microfono e (13) per la registrazione «Sound on sound» ed « echo » di cui si parla più avanti.

I cursori di questi comandi sono divisi in due metà: destra per il canale destro, sinistra per il canale sinistro.

Normalmente per un'incisione mono vengono usate solo le sezioni di sinistra. I controlli di ingresso permettono di effettuare miscelazioni e dissolvenze, semplicemente regolando il livello dei diversi segnali in arrivo e attenuandoli gradatamente riportando il cursore verso lo zero.

Il tasto (21), insieme ai tasti necessari per predisporre l'ascolto, permette di effettuare l'ascolto « monitor » della registrazione in corso; quando è sollevato, il monitor lavora sul segnale registrato, quando il tasto è premuto il monitor lavora sul segnale in arrivo alla testina di registrazione.

Normalmente la registrazione mono viene effettuata utilizzando di seguito le tracce 1 e 2, grazie allo scambio ed all'inversione delle bobine alla fine della prima parte.

Le due tracce possono essere incise nello stesso senso, semplicemente riavvolgendo il nastro alla fine della prima e quindi azionando i comandi complementari. Cioè schiacciando per la registrazione il tasto (27) anziché (26), controllando con l'amperometro (18) anziché col (19), premendo il tasto (24) anziché (23) per il monitor, e regolando i livelli d'ingresso con la sezione destra dei vari comandi. In questa maniera è possibile passare da una

traccia all'altra senza invertire il nastro, semplicemente premendo alcuni tasti.

8. Registrazioni stereo

Possono essere effettuate su una sola direzione del nastro, dato che vengono usate contemporaneamente entrambe le tracce.

Per la registrazione i tasti (26) e (27) vanno premuti mentre la leva (4) è in posizione di funzionamento normale.

I comandi dei livelli d'ingresso sono tutti regolabili separatamente sui due canali, funzionano quindi anche come controlli di bilanciamento. Il livello di registrazione viene controllato mediante i due amperometri (18) e (19).

Per l'ascolto monitor si procede come nel caso della registrazione mono, solo che in questo caso occorre premere entrambi i tasti (23) e (24).

Naturalmente l'ascolto monitor può anche essere effettuato su un solo canale per volta.

9. Contagiri

È molto utile per individuare le varie sezioni di un nastro registrato. L'azzeramento del contagiri viene effettuato premendo il pulsante (5).

10. Arresto automatico

Il meccanismo automatico riporta in posizione di riposo la leva di controllo del movimento quando il nastro è giunto alla fine o in caso di rottura del nastro stesso. Questo arresto può anche essere comandato da una strisciolina metallizzata e sottile, lunga circa 10 cm, incollata sulla faccia anteriore del nastro, con il che è possibile l'arresto in qualsiasi momento desiderato.

11. Comando di pausa

La leva del comando di pausa (3), tirata verso il basso, permette di interrompere istantaneamente il movimento normale del nastro senza spostare la leva di comando del movimento. L'utilità di questo dispositivo è evidente in molti casi perché consente di effettuare spostamenti nei vari comandi senza avanzare nella registrazione, inoltre è anche possibile ruotare manualmente le bobine e spostare il nastro.

EFFETTI SPECIALI

13. Echo

Per aggiungere un'eco alla registrazione, sia mono che stereo, occorre premere il tasto (8); con ciò il segnale appena registrato viene prelevato dalla testina di lettura e riportato alla testina di registrazione che lo incide nuovamente sul nastro. Il volume dell'eco viene regolato con il controllo (13); bisogna fare attenzione a non amplificare troppo l'eco, perché se risulta più forte del segnale base la registrazione viene rovinata.

14. Sound-on-sound

Le registrazioni sound-on-sound possono essere effettuate soltanto come registrazioni su una sola traccia per volta, e consistono nel trasferimento di una registrazione da una traccia all'altra mentre è in corso una nuova registrazione. La procedura è la seguente:

1) Registrare la prima parte sulla traccia 1 come una convenzionale registrazione mono. Riavvolgere quindi il nastro fino al punto in cui si è iniziata la registrazione.

2) Registrare la seconda parte sulla traccia 2, mantenendo il tasto sound-on-sound (20) schiacciato. Ciò provocherà la sovra-registrazione della prima parte sulla traccia 2; il livello di questa sovra-registrazione va regolato con il controllo (13). Per ottenere registrazioni sincrone è necessario, durante la registrazione della seconda parte, ascoltare in monitor la traccia 1 attraverso una cuffia collegata all'apposita presa (9) e premendo il tasto (23).

3) Si può procedere oltre ripetendo una terza registrazione sulla traccia 1, una quarta sulla traccia 2, ecc... Tutte queste registrazioni devono essere eseguite con il tasto (20) schiacciato. Per ottenere la giusta sincronizzazione occorre sempre ascoltare in monitor la registrazione precedente.

Naturalmente c'è da tenere presente che ripetute sovraregistrazioni introducono anche un certo rumore di fondo; questo inconveniente può venire minimizzato usando la velocità più alta e incidendo al massimo livello possibile senza però saturare il nastro.

rizzazione di film a passo ridotto, o nella proiezione di diapositive, dove la musica o la voce è incisa su una traccia, mentre sull'altra sono incisi gli impulsi di controllo. La preparazione necessaria per sonorizzare un proiettore automatico di diapositive avviene nella maniera seguente:

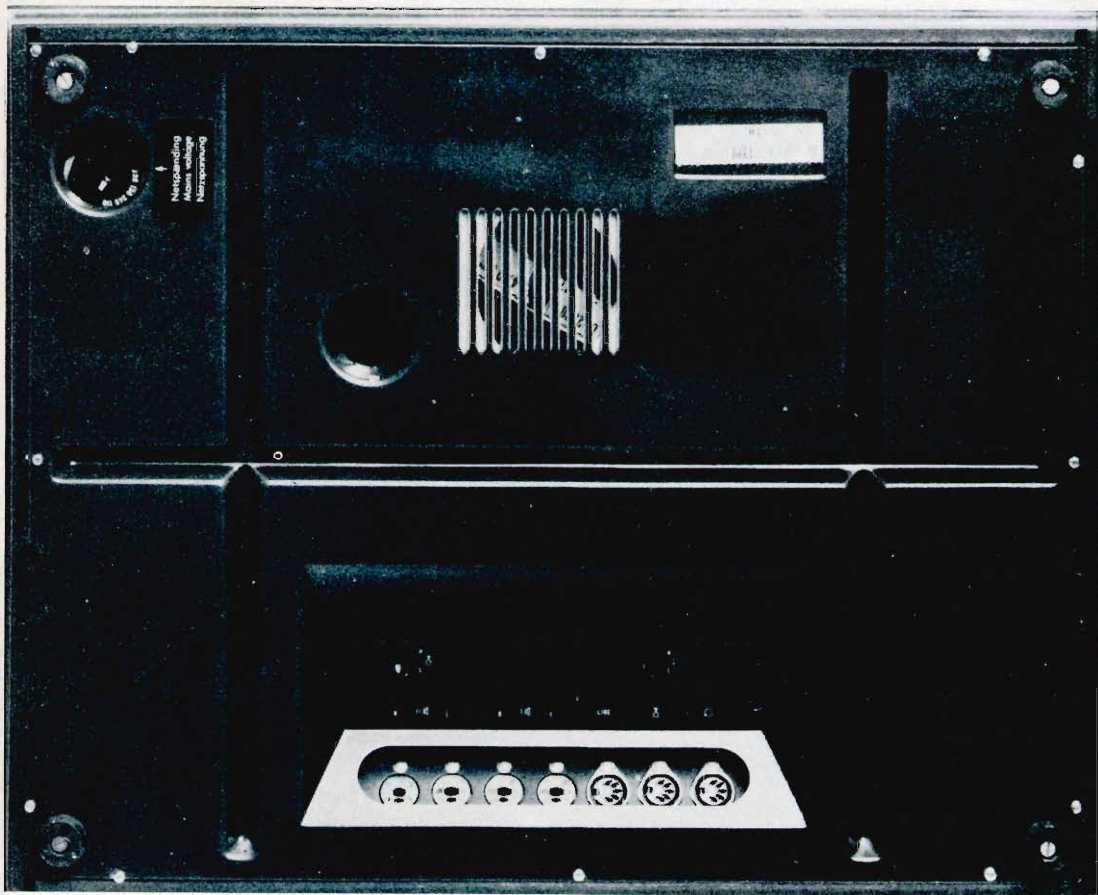



Fig. 2 - Sul retro del Beocord 2000 De Luxe è visibile in alto a sinistra, il cambio tensioni. Il pannello posteriore può essere smontato facilmente, svitando le due viti incassate nei fori laterali visibili in figura.

15. Syncro Playback

Questa funzione è richiesta quando si hanno due registrazioni sincrone su tracce separate, e non si vuole mischiarle quando sono riprodotte contemporaneamente. L'applicazione più tipica si ha nella sono-

si registra il suono sulla traccia 1 come una normale incisione mono, quindi si riavvolge il nastro al punto di partenza. Inserire un « Sincro-box » B & O all'ingresso radio, premere i pulsanti di registrazione (27) e sincro (28), muovendo anche la leva di controllo (4) verso l'alto.

Premere il pulsante (23) che permette di ascoltare la traccia 1. Quando si giunge al punto in cui si desidera cambiare immagine, si incide un impulso di controllo sulla traccia 2 premendo per circa un secondo il pulsante rosso del sincro-box.

Quando il programma è stato interamente preparato, si collega il sincro-box al proiettore ed ascoltando il nastro si ottiene la commutazione automatica delle immagini parallelamente al procedere della narrazione.

16. Uso come amplificatore Hi-Fi

Le ottime qualità di cui è dotato e la varietà delle possibilità di lavoro, rendono il Beocord 2000 De Luxe molto adatto per essere il fondamento di un impianto Hi-Fi. Infatti esso può essere collegato in maniera stabile ad un ricevitore radio, ad un giradischi ed a una coppia di diffusori acustici; inoltre rimangono disponibili prese per microfoni e cuffie. Se poi la potenza d'uscita fornita dall'amplificatore stereo incorporato non è ritenuta sufficiente, si può collegare facilmente un amplificatore più potente al Beocord, che allora funzionerà come preamplificatore.

Una volta stabiliti tutti i collegamenti il funzionamento del sistema avviene nel modo già descritto: si premono i pulsanti (21) e (25), dopodiché i livelli di ingresso e di uscita vengono controllati con gli appositi comandi.

17. Uso come sistema « Public Address »

Il Beocord 2000 De Luxe offre la possibilità di interrompere la riproduzione di un nastro premendo i pulsanti (21) e (25) e inviare annunci tramite un microfono. Questo tipo di funzionamento è assai utile per trasmettere annunci pubblicitari, comunicazioni varie, ecc...

Un risultato simile consiste nel miscelare il programma proveniente dal nastro con uno esterno; ciò si ottiene premendo i pulsanti (8), (21) e (25). Il programma esterno viene controllato mediante i controlli del livello d'ingresso, mentre il volume del programma registrato viene controllato con il cursore (13).

COLLEGAMENTI

I connettori usati sul Beocord 2000 De Luxe sono tutti a norme DIN; per effettuare i collegamenti conviene riferirsi alla figura 4 ed alle seguenti note.

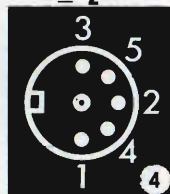
PRESA PER RADIO O AMPLIFICATORE

Mono:	**Ingresso**	**= 3**
	Uscita	**= 1**
	Comune	**= 2**
	Non usare 4 e 5	
Stereo:	**Ingresso canale sinistro**	**= 3**
	Ingresso canale destro	**= 5**
	Uscita canale sinistro	**= 1**
	Uscita canale destro	**= 4**
	Comune	**= 2**

PRESA PER GIRADISCHI

Mono:	**Ingresso non bilanciato**	**= 1 - 3 - 5**
	Ingresso bilanciato	**= 1 - 3**
	Comune	**= 2**
	Non usare 4	
Stereo:	**Ingresso canale sinistro non bilanciato**	**= 3**
	Ingresso canale sinistro bilanciato	**= 1 - 3**
	Ingresso canale destro non bilanciato	**= 5**
	Ingresso canale destro bilanciato	**= 4 - 5**
	Comune	**= 2**

PRESA PER LINEA

Mono:	**Uscita**	**= 1**
	Ingresso	**= 3**
	Comune	**= 2**
	Non usare 4 e 5	
Stereo:	**Uscita canale sinistro:**	**= 1**
	Uscita canale destro	**= 4**
	Ingresso canale sinistro	**= 3**
	Ingresso canale destro	**= 5**
	Comune	**= 2**

PRESA PER MICROFONO

Mono:	**Bilanciato bassa impedenza**	**= 1 - 3**
	Non bilanciato bassa impedenza	**= 3**
	Non bilanciato alta impedenza	**= 1**
	Comune	**= 2**
	Non usare 4 e 5	
Stereo:	**Bilanciato bassa impedenza, canale sinistro**	**= 1 - 3**
	Bilanciato bassa impedenza, canale destro	**= 4 - 5**
	Non bilanciato bassa impedenza, canale sinistro	**= 1**
	Non bilanciato bassa impedenza, canale destro	**= 4**
	Comune	**= 2**

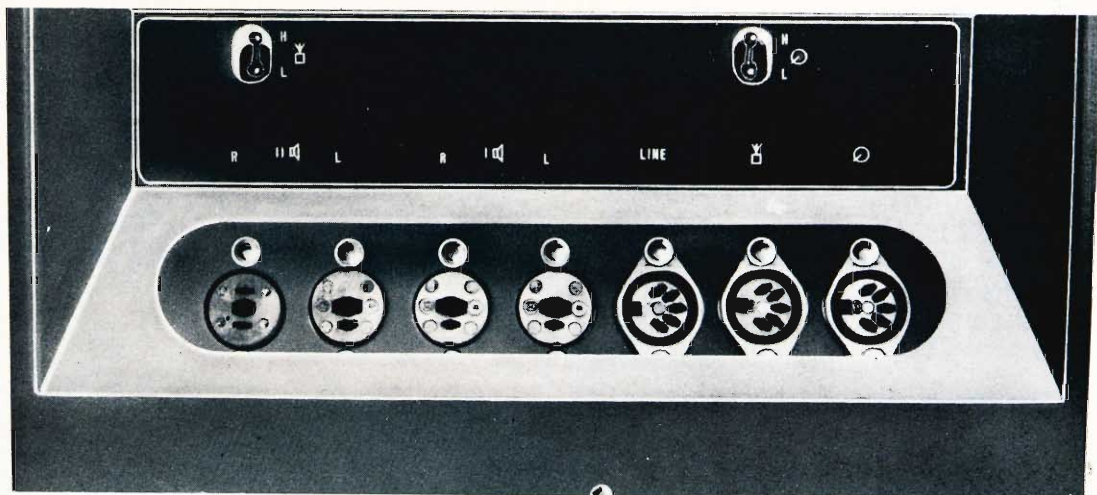



Fig. 3 - Particolare del gruppo ingressi e uscite posteriori. Sono visibili le quattro uscite per i due gruppi di altoparlanti (canale destro e sinistro) e gli ingressi linea, radio e giradischi. Gli ingressi radio e giradischi sono commutabili tra bassa ed alta impedenza, mediante gli appositi commutatori accessibili sopra le prese.

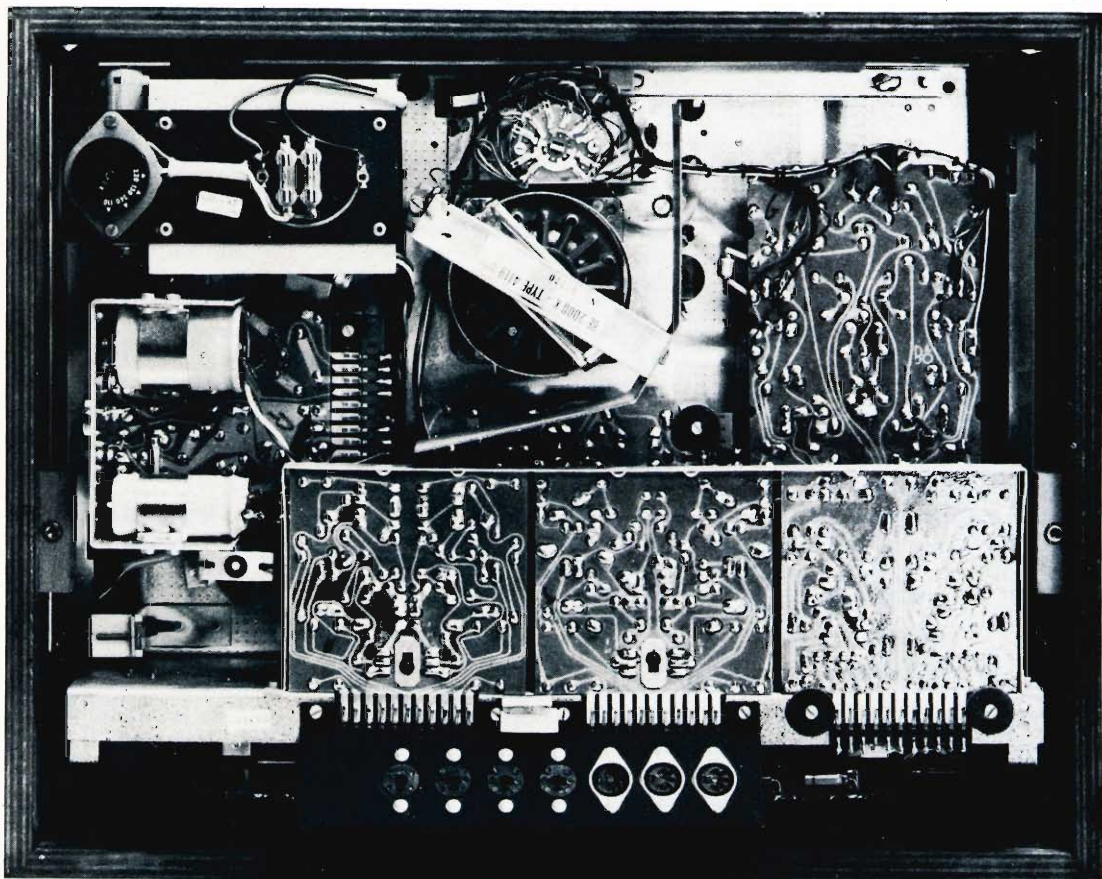



Fig. 5 - La vista aperta del Beocord 2000 De Luxe mostra la razionale disposizione dei vari blocchi circuitali su circuiti stampati estraibili.

DATI TECNICI

Velocità:	19 cm/s (7 1/2 in/s), 9,5 cm/s (3 3/4 in/s), 4,75 cm/s (1 7/8 in/s)
Tracce:	2 in registrazione, 2 o 4 in riproduzione
Bobina:	diametro max 18 cm (7 in)
Durata:	con nastro di 360 m (1200 ft)
	120 minuti a 4,75 cm/s, 60 minuti a 9,5 cm/s
	30 minuti a 19 cm/s, per ogni traccia
Avvolgimento e riavvolgimento rapidi:	circa 200 metri al minuto
Controlli meccanici:	Interruttore generale e selettore di velocità
	Leva per movimento del nastro
	Pulsante azzeramento
	Comando di pausa

Controlli elettrici:	Pulsanti per:	Selezione altoparlanti
		Echo
		Sound-on-Sound
		Selezione canali uscita
		Monitor
		Synchro
		Selezione tracce di registrazione
		Funzionamento solo amplificatore
		Selezione 2 o 4 tracce
	Manopole per:	Toni alti
		Toni bassi
	Cursori per:	Volume uscita
		Volume Sound-on-Sound
		Volume radio
		Volume giradischi
		Volume microfono

Tutti i comandi a cursore lavorano separatamente sui due canali.

Ingresso microfono:	50 - 200 Ω, sensibilità 50 μV, bilanciato
Ingresso giradischi:	Commutabile tra « L » ed « H »
	« L » bassa impedenza, 47 kΩ, per pick-up magnetici, sensibilità 2 mV
	« H » alta impedenza, 4 MΩ, per pick-up piezo, sensibilità 40 mV
Ingresso radio:	Commutabile tra « L » ed « H »
	« L » bassa impedenza, 47 kΩ, sensibilità 5 mV
	« H » alta impedenza, 100 kΩ, sensibilità 100 mV
Ingresso linea:	Impedenza 50 kΩ, sensibilità 250 mV
Uscita linea:	0,6 ± 4 dB (10 kΩ)
Uscite altoparlanti:	I e II, impedenza 4 Ω
Uscita cuffia:	Impedenza 4 ÷ 50 Ω
Potenza d'uscita:	8 W per canale
Risposta di frequenza:	40 ÷ 16.000 Hz ± 2 dB a 19 cm/s
	40 ÷ 12.000 Hz ± 2 dB a 9,5 cm/s
	50 ÷ 6.000 Hz ± 2 dB a 4,75 cm/s
Rapporto segnale/disturbo:	migliore di 55 dB a 19 cm/s
Distorsione:	minore dell'1% a 5 W per canale
Separazione tra i canali:	migliore di 45 dB a 1.000 Hz
Wow e flutter:	0,07% a 19 cm/s
	0,11% a 9,5 cm/s
	0,18% a 4,75 cm/s
Testine:	per registrazione a due tracce
	per riproduzione a due tracce
	per riproduzione a quattro tracce
	per cancellazione
Alimentazione:	110 - 130 - 220 - 240 V - 50 Hz
Potenza max assorbita:	90 W

ALCUNE PRECISAZIONI SULLE SPECIFICHE DELL'ALTA FEDELTÀ

a cura di L. Biancoli

ALTA FEDELTA'

Chiunque si occupi di elettronica, ed in particolare dell'amplificazione di Bassa Frequenza, sia dal punto di vista professionale, che da quello dilettantistico o del semplice utente, sa certamente cosa si intende per « potenza di uscita », per « distorsione », per « responso alla frequenza ». Ciò nonostante, sebbene il concetto di Alta Fedeltà e le apparecchiature che permettono di tradurla in pratica stiano acquistando una popolarità ed una diffusione sempre maggiori, dobbiamo ammettere che alcuni termini riferiti a questa branca dell'elettronica, come pure alcune definizioni di carattere tecnico e funzionale, di recente introduzione, appaiono ancora sibillini per buona parte dei tecnici e degli utenti. Ad esempio, ben pochi sono coloro che sanno perfettamente cosa significhi il termine di « distorsione per intermodulazione », o quello di « ampiezza di banda di potenza ».
Ebbene, allo scopo di chiarire questi concetti per coloro che desiderano documentarsi a fondo in questo interessantissimo campo, riportiamo questa nota da Electronics World, che — oltre a chiarire i suddetti concetti — costituisce un vero e proprio aggiornamento per quanto riguarda le applicazioni dell'elettronica all'Alta Fedeltà.

Le specifiche stabilite dall'Istituto dell'Alta Fedeltà negli Stati Uniti, proprio per standardizzare alcune norme a tutto vantaggio dei fabbricanti di apparecchiature di amplificazione a Bassa Frequenza ad Alta Fedeltà, e dei relativi componenti, costituiscono una guida importante e ben definita, agli effetti della valutazione di tali apparecchiature, onde mettere chiunque in condizioni di prendere la decisione più opportuna, conformemente alle sue esigenze, prima di effettuare un acquisto.

Senza tema di smentita, si può affermare che — a partire dall'avvento della stereofonia — è giunto alla sua conclusione il periodo più significativo agli effetti della progettazione e del commercio di amplificatori per la riproduzione musicale adatti ad un impiego di carattere domestico.

Gli amplificatori stereofonici funzionanti a transistori (più spesso definiti oggi col termine particolare di « amplificatori a circuiti solidi » al solo scopo di distinguerli categoricamente dagli apparecchi radio portatili) hanno ormai completamente soppiantato i loro predecessori funzionanti a valvole.

Così come accade nella maggior parte delle innovazioni a carattere tecnico, e ci riferiamo qui in particolare alle innovazioni di tipo rivoluzionario, si può anche dire che — metaforicamente parlando — il pendolo che segna il tempo del progresso ha in certo qual modo superato il punto morto del suo tragitto, e sta ora dirigendosi verso un punto corrispondente ad un maggiore realismo, agli effetti della progettazione e della produzione di impianti di amplificazione. I tentativi compiuti per ridurre al minimo le dimensioni di ingombro ed il peso delle apparecchiature di amplificazione di una certa potenza ha determinato risultati che possono spesso essere definiti disastrosi, nei

confronti di alcune apparecchiature della prima produzione commerciale, che sono state progettate e realizzate con una certa fretta. Oggi — invece — si è tornati in una certa misura ai concetti di un tempo (almeno in parte), il che ha determinato la realizzazione di apparecchiature che non sono enormemente più piccole di quelle che un tempo venivano realizzate con le valvole termoioniche. Il risultato di questo ritorno ai vecchi sistemi ha comportato in un certo senso una rinuncia alle idee progressistiche di miniaturizzazione, ma ha recato con sè l'enorme vantaggio della realizzazione in veste comerciale e su scala industriale di apparecchiature aventi un funzionamento assai più sicuro, non facilmente suscettibili di guastarsi, di notevole stabilità, e di valore commerciale effettivamente corrispondente al loro prezzo di vendita.

Quasi per completare i concetti relativi alla stabilità ed alle caratteristiche di funzionamento delle apparecchiature moderne, l'Istituto dell'Alta Fedeltà (IHF) ha recentemente revisionato le sue specifiche che datavano in una prima edizione dal 1958, per quanto riguarda le misure e le norme standardizzate riferite agli amplificatori di Bassa Frequenza. I nuovi standard, identificati dalla sigla IHF-A-201, varati nel 1966, contemplano le prove ed i metodi di valutazione che sono sufficientemente elaborati da rendere altamente significative le caratteristiche che definiscono e permettono di classificare le prestazioni di un amplicatore ad Alta Fedeltà.

Agli effetti degli impianti musicali stereofonici (ossia muniti di due canali eguali tra loro ed indipendenti), tra le caratteristiche che ogni fabbricante è tenuto a dichiarare per i suoi prodotti, sempre che desideri attenersi alle suddette norme, figurano la **potenza dinamica** e la **potenza di uscita per funzionamento continuo** rispetto alle frequenze intermedie della gamma di riproduzione, l'**ampiezza di banda di potenza,** la **sensibilità,** nonché i dati relativi al **ronzio** ed al **rumore di fondo.**

Le altre caratteristiche, tra le quali il ben noto responso alla frequenza, ed il meno noto valore delle impedenze di ingresso e di uscita, come pure il fattore di smorzamento, l'errore tangenziale della puntina sul disco, la separazione tra i canali, e l'interferenza incrociata, possono o meno apparire tra le caratteristiche di un prodotto finito, a seconda dell'opinione del fabbricante: naturalmente, maggiore è il numero dei dati forniti, maggiore è la precisione con la quale è possibile, in base ai suddetti dati, classificare un'apparecchiatura disponibile in commercio.

Dal momento che i quattro termini testé citati sono i più importanti agli effetti della classificazione di un'apparecchiatura, o almeno che vengono così ritenuti dall'Istituto che ha varato le suddette norme standardizzate, è bene chiarirne a fondo il significato, onde mettere sia il commerciante, sia il tecnico, sia l'eventuale acquirente in condizioni di formarsi una opinione il più possibile esatta sulle prestazioni delle apparecchiature trattate o acquistate.

USCITA DINAMICA E CONTINUA

Oggi si può ritenere che la confusione relativa al concetto di « potenza effettiva » può al massimo essere ritenuta un problema del passato. In primo luogo, la definizione matematica ed assolutamente priva di significato della « potenza di picco » non compare più oggi nelle caratteristiche che descrivono un amplificatore. In sostituzione, esistono due mezzi diversi per definire la potenza di uscita, i quali sono stati universalmente accettati da parte dei fabbricanti di componenti e di apparecchiature nel campo dell'Alta Fedeltà. Ci riferiamo con esattezza alla **potenza dinamica** ed alla **potenza continua:** la potenza continua non è altro che la massima potenza di uscita che può essere ottenuta con un segnale a nota pura (frequenza singola) e di forma d'onda perfettamente sinusoidale, che può essere applicata ad un altoparlante, per ottenere un dato relativo che esprima l'ammontare della distorsione, ad esempio, alla frequenza di 1.000 Hz.

Dal momento che la distorsione cui si fa riferimento viene espressa con un valore che dipende esclusivamente dalle prove eseguite dal fabbricante, occorrono

particolari accorgimenti per interpretare questo dato con esattezza, onde rendersi conto di quale sia l'ammontare effettivo della distorsione. Ad esempio, se tra le caratteristiche di un amplificatore figura un dato in base al quale la potenza continua nominale è di 30 watt, ed a questa potenza è riferita una distorsione del 2%, esso può o meno essere altrettanto potente quanto lo è un altro amplificatore avente soltanto 25 watt di potenza continua, con una distorsione ad essa riferita pari allo 0,5%.

In genere — tuttavia — i fabbricanti più seri di apparecchiature di questo tipo non usano un riferimento del livello di distorsione maggiore del 2%, per definire la potenza nominale di uscita fornita da un amplificatore.

Se partiamo dal presupposto che raramente un appassionato dell'ascolto di musica riprodotta ha occasione di ascoltare dei suoni aventi una forma d'onda perfettamente sinusoidale, appare logica l'esigenza enunciata dall'Istituto per l'Alta Fedeltà di esprimere l'ammontare nominale della potenza di uscita dinamica per tutti gli amplificatori. Con questo dato si tiene conto del fatto che la potenza di un amplificatore è in genere limitata dall'attitudine da parte del circuito di alimentazione a fornire una tensione costante, in particolare agli stadi di uscita, negli istanti in cui l'amplificatore assorbe correnti di forte intensità.

In particolare, nel caso di amplificatori a circuiti solidi, ossia funzionanti a transistori, l'intensità della corrente che viene richiesta alla sezione di alimentazione varia tra un valore pressoché nullo durante i passaggi musicali a basso livello sonoro, e valori di diversi ampère durante i cosiddetti « pieni orchestrali ».

La teoria in base alla quale è stata definita la potenza nominale dinamica di un amplificatore tiene conto del fatto che questi pieni orchestrali — almeno nel campo della musica riprodotta — sono solitamente piuttosto brevi, e troppo rapidi per poter esercitare un'influenza dannosa agli effetti del funzionamento della sezione di alimentazione. Di conseguenza, è chiaro che la potenza di uscita ottenibile risulta leggermente maggiore, se la si considera nei confronti di impulsi di segnali transitori, che vengano applicati all'ingresso dell'amplificatore, anziché nei confronti di suoni o di segnali prolungati.

Naturalmente, non esiste una relazione fissa e ben definita tra i due tipi di potenze nominali. In teoria, se un amplificatore venisse progettato e costruito con una sezione di alimentazione di capacità talmente elevata da non subire alcuna alterazione apprezzabile nel funzionamento, a seguito di una improvvisa e notevole variazione di intensità della corrente assorbita, nel passaggio da una riproduzione a basso livello sonoro ad una riproduzione a forte livello, il valore espresso per definire la potenza dinamica sarebbe eguale ed equivalente a quello espresso per definire la potenza continua. Viceversa, quando la sezione di alimentazione non comprende un circuito di regolazione della tensione di uscita, oppure quando è munita di un sistema di regolazione inadeguato o comunque di scarsa efficienza, vale a dire quando la tensione continua fornita diminuisce notevolmente ogni qualvolta viene richiesto all'alimentatore un notevole ammontare di corrente, è assai facile notare che tra la potenza continua e la potenza dinamica esiste un rapporto che può essere di 2 a 1, o persino maggiore.

AMPIEZZA DI BANDA DI POTENZA

Il prezzo di acquisto di un amplificatore varia quasi in proporzione diretta con la sua attitudine a fornire non soltanto una potenza adeguata in corrispondenza delle frequenze centrali della gamma di responso, bensì anche in corrispondenza delle estremità della gamma stessa, vale a dire in corrispondenza sia delle note più gravi (bassi), sia delle note più alte (acuti).

In pratica, qualsiasi brano musicale ha spesso caratteristiche sonore che implicano particolari esigenze agli effetti della potenza del responso, che si rivelano più nei confronti delle frequenze basse che non nei confronti delle frequenze centrali. Tenendo conto di ciò, le caratteristiche dell'ampiezza di banda di potenza rappresentano un metodo in base al

quale una persona desiderosa di acquistare un impianto è in grado di giudicare la potenza che può essere fornita dall'amplificatore oggetto della sua attenzione, rispetto a tutte le frequenze interessanti. Possiamo quindi dire che per ampiezza di banda di potenza si intende l'attitudine da parte dell'amplificatore a fornire una potenza di uscita pari alla metà di quella riferita ad una determinata distorsione, durante la riproduzione delle frequenze più basse e più alte della gamma di responso. Ad esempio, se due amplificatori hanno entrambi una potenza nominale di 20 watt, ma il primo di essi ha un'ampiezza di banda di potenza compresa tra un minimo di 20 Hz ed un massimo di 20.000 Hz, mentre il secondo presenta un'ampiezza di banda di potenza compresa tra 30 Hz e 15.000 Hz, è evidente che il primo di essi è di qualità superiore, almeno sotto il punto di vista considerato.

SENSIBILITÀ

La sensibilità di un amplificatore non è altro che un dato in base al quale è possibile sapere a priopri quale ampiezza deve avere il segnale di ingresso affinché l'amplificatore sia messo in condizioni di funzionamento tali da fornire la massima potenza di uscita consentita.

Nei confronti di un probabile utente, che debba affrontare il problema dell'adattamento di un sintonizzatore o di un registratore a nastro, o di qualsiasi altra sorgente di segnale, ad un determinato amplificatore, questa caratteristica assume un'importanza notevole.

Per meglio chiarire questo concetto, supponiamo che un determinato amplificatore necessiti dell'applicazione all'ingresso di un segnale avente l'ampiezza di 1 volt (col controllo di volume predisposto sulla massima amplificazione), per fornire in uscita la potenza nominale. Ciò premesso, se all'ingresso di questo amplificatore venisse collegato un sintonizzatore a modulazione di frequenza, e se la tensione massima del segnale da questo fornito avesse un'ampiezza — ad esempio — di soli 0,5 volt, l'amplificatore potrebbe essere eccitato, ossia pilotato, solo in modo tale da fornire in uscita una potenza pari ad un quarto di quella che esso è in grado di fornire se pilotato adeguatamente.

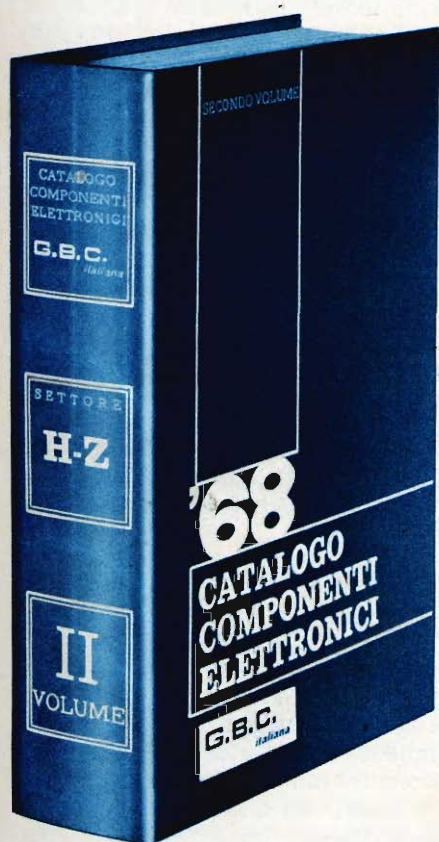
In tali circostanze, sarebbe praticamente inutile disporre di un apparecchio di potenza maggiore: al contrario, per ottenere il medesimo risultato, sarebbe sufficiente disporre di un amplificatore avente una potenza di uscita pari ad un quarto di quella del primo, pilotandolo però con un segnale di ampiezza adeguata. Viceversa, occorrerebbe disporre di un sintonizzatore in grado di fornire un segnale di uscita avente l'ampiezza necessaria di 1 volt, ricorrendo eventualmente ad uno stadio supplementare di amplificazione, che raddoppi l'ampiezza del segnale, portandola da 0,5 volt ad 1 volt.

In ogni caso, nell'eventualità che l'ampiezza del segnale che è possibile applicare all'ingresso non sia pari a quella massima necessaria per ottenere la massima potenza di uscita, non sarà mai possibile ottenere la potenza nominale dichiarata dal fabbricante, proprio a causa della mancanza di adattamento tra le caratteristiche del segnale di ingresso, e quelle del segnale che dovrebbe essere invece applicato.

RONZIO E RUMORE DI FONDO

Qualsiasi apparecchiatura elettronica alimentata da una sorgente di tensione a corrente alternata (solitamente alla frequenza ormai unificata di 50 Hz) riproduce inevitabilmente un segnale di ronzio avente un livello determinato e non desiderato, a causa della presenza di interferenze, di accoppiamenti non voluti e di dispersioni dovute alla presenza nell'apparecchiatura di una tensione alternata alla frequenza di rete di 50 Hz, oppure di 100 Hz, pari cioè al doppio del primo valore, quando la rettificazione avviene per entrambe le semionde. Oltre a ciò, sia le valvole che i transistori, con cui si ottiene l'amplificazione voluta del segnale utile, aggiungono a quest'ultimo una certa quantità di rumore che si produce per vari motivi (effetti termici, segnali parassiti, ecc.), la cui frequenza rientra nella gamma dei suoni udibili.

Questi suoni, estranei al segnale vero e proprio che si intende riprodurre, peg-

FORMIDABILE !!

ACQUISTANDO IL 2° VOLUME DEL CATALOGO COMPONENTI ELETTRONICI

SETTORE H-Z COMPRENDENTE:

HT	trasformatori	**Q**	microfoni
I	pile e accumulatori	**RA**	giradischi
K	accessori autoradio	**RC**	testine - cartucce
LC	prodotti chimici	**R**	puntine
LU	utensili	**S**	componenti per reg.
ME	trasf. E.A.T. e bobine	**SM**	scatole di montaggio
MG	gioghi - gruppi TV	**TS**	strumenti di misura
MT	trasformatori TV	**US**	griglie e tele
NA	antenne - centralini	**Z**	amplificat. B.F.; HI-FI
O	condensatori variabili	**W**	ventilatori
P	cuffie		

SARETE AUTOMATICAMENTE ABBONATI A « SPERIMENTARE » SINO ALLA FINE DEL 1968

RIEMPITE SUBITO L'ALLEGATO MODULO DI CC POSTALE E RICEVERETE: SUBITO LA RIVISTA SPERIMENTARE PIÙ GLI ARRETRATI ENTRO LA FINE DI MARZO IL CATALOGO G.B.C.

giorano indubbiamente l'ascolto della musica riprodotta, sempre che abbiano un livello di intensità tale da costituire una percentuale apprezzabile del volume sonoro prodotto dall'impianto.

Per questo motivo, sono stati escogitati dei mezzi per precisare il livello del ronzio e del rumore di fondo (solitamente espresso in funzione di un certo numero di decibel **al di sotto** della potenza nominale di uscita, con cui è possibile ottenere un'indicazione dell'importanza che questi suoni estranei hanno rispetto ai suoni di cui si desidera ottenere la riproduzione.

Come nel caso precedente, maggiore è il numero dei decibel che il livello del rumore presenta al di sotto del livello massimo di uscita, migliore è la qualità dell'amplificatore.

DISTORSIONE ARMONICA TOTALE

Senza dilungarsi su problemi di carattere eminentemente acustico, riteniamo che qualsiasi lettore che si sia interessato dei problemi di acustica sappia che l'identificazione all'ascolto di uno strumento rispetto ad un altro è possibile esclusivamente grazie alla presenza di frequenze armoniche, il cui numero e la cui intensità relativa consentono appunto di distinguere la caratteristica tonale, vale a dire il timbro, di ciascuno strumento musicale: ciò è il risultato diretto della complessità della forma d'onda dei suoni prodotti da ogni tipo di strumento, dovuto appunto alla presenza di un maggiore o di un minor numero di armoniche.

D'altro canto, gli amplificatori ad alta fedeltà non sono strumenti musicali, per cui non devono assolutamente aggiungere un certo contenuto di armoniche in modo tale da alterare la forma d'onda dei suoni che devono essere riprodotti, variandone in tal modo il timbro. Il compito di un impianto di amplificazione a Bassa Frequenza consiste invece nel riprodurre il più fedelmente possibile le caratteristiche tonali di ogni singolo suono.

Questo compito — come è assai facile immaginare — è tutt'altro che semplice, in quanto solo le apparecchiature concepite e realizzate con un grado elevato di perfezione possono essere considerate esenti da qualsiasi tipo di distorsione che alteri apprezzabilmente la natura dei suoni riprodotti.

La distorsione armonica è quella alterazione dei suoni che si verifica quando l'impianto di amplificazione altera la forma d'onda dei segnali di ingresso, esattamente come questi verrebbero alterati qualora si provvedesse deliberatamente ad aggiungere delle armoniche o comunque dei suoni estranei a quelli che costituiscono il segnale originale. Il **fattore di distorsione** non è dunque altro che il rapporto tra il livello massimo efficace di tutte le armoniche presenti nel segnale di uscita, ed il livello totale efficace delle frequenze fondamentali, sommato a quello delle frequenze armoniche. Se questo fattore viene espresso in funzione di una determinata percentuale, esso assume il ruolo di misura della distorsione armonica totale, che solitamente viene espressa mediante le sigle DAT in linguaggio tecnico italiano, o mediante le sigle « THD » in lingua inglese, nel qual caso esse rappresentano le iniziali delle parole « Total Harmonic Distortion ».

Si tenga però presente che il valore espresso in rapporto alle suddette sigle non precisa di solito quale armonica o quali armoniche determinano questa distorsione totale.

In genere, è pratica comune effettuare la misura della distorsione armonica totale entro l'intera gamma delle frequenze riproducibili da parte dell'impianto. Questa misura può essere compiuta soltanto a seguito dell'esecuzione di prove assai complesse e di collaudi assai severi ed approfonditi: ciò per il semplice motivo che è assai più difficile eseguire la misura suddetta nei confronti delle frequenze molto basse e molto alte, che non nei confronti delle frequenze centrali della gamma di riproduzione.

Oltre a ciò, è pratica comune effettuare le misure della distorsione armonica totale entro un'ampia gamma di livelli di potenza di uscita, a partire dal livello minimo necessario per consentire un ascolto discreto, fino al livello massimo della potenza di uscita. In genere, con l'aumentare della potenza di uscita, aumenta an-

che la distorsione totale. Solitamente, tuttavia, l'aumento della distorsione con l'aumentare del volume è relativamente lieve, e si verifica in modo talmente graduale, che è difficile stabilire fino a quale livello di amplificazione esso possa essere considerato trascurabile, ed a quale livello assuma veramente l'importanza di una vera e propria distorsione.

Normalmente, le caratteristiche che descrivono un amplificatore comprendono il dato relativo alla distorsione, riferito ad un livello di uscita leggermente inferiore a quello cosiddetto di sovraccarico; in tal caso, se si considera che il massimo livello di distorsione ritenuto trascurabile si verifica in corrispondenza di un livello sonoro di riproduzione inferiore al massimo, il fattore di distorsione resta trascurabile, a meno che quel punto di amplificazione non venga superato.

Nei confronti di alcuni tipi di preamplificatori, questo dato significativo viene fornito in funzione di una determinata ampiezza del segnale di ingresso e del segnale di uscita. Di conseguenza, dovendo giudicare la qualità di un impianto di amplificazione, minore è l'ammontare della distorsione armonica totale precisata (vale a dire minore è la cifra che ne esprime la percentuale di livello rispetto al segnale utile), migliore è la qualità dell'impianto.

DISTORSIONE PER INTERMODULAZIONE

Quando ad un amplificatore perfettamente lineare (vale a dire nel quale l'uscita varia in proporzione diretta con l'ampiezza del segnale applicato all'ingresso), vengono applicati due segnali aventi diversa frequenza, il segnale di uscita fornito dall'impianto sotto esame contiene esclusivamente queste due frequenze. Tuttavia, se l'apparecchiatura di amplificazione presenta una sia pur minima mancanza di linearità, accade che una delle due frequenze dei segnali applicati subisca un effetto di modulazione da parte dell'altra.

Quando questo fenomeno si verifica, il battimento tra le due frequenze produce altri segnali aventi una frequenza pari alla somma ed alla differenza dei due segnali concomitanti, con la conseguenza che — oltre ai due segnali originali — sono presenti in uscita altri segnali che si creano spontaneamente. Naturalmente, la frequenza di questi segnali non è necessariamente riferita ai valori armonici dei due segnali originali. Ciò che più conta, è il fatto che le eventuali armoniche di questi ultimi possono a loro volta battere una con l'altra, producendo altri segnali ancora.

Ora, dal momento che nessuno di questi segnali prodottisi a seguito del fenomeno di battimento fa parte dei segnali originali applicati all'ingresso dell'amplificatore, ma esiste tuttavia all'uscita di quest'ultimo, si suole dire che l'amplificatore introduce una certa distorsione. Questo tipo di distorsione, dovuto evidentemente alla reciproca modulazione tra segnali di diversa frequenza, prende appunto il nome di **distorsione per intermodulazione,** identificata dalla sigla **IM.**

L'ammontare della distorsione per intermodulazione viene misurato in funzione del valore efficace della somma di tutti i segnali che vengono prodotti internamente all'amplificatore, espressi come percentuale del segnale complesso di uscita. Solitamente, le due frequenze usate sono dell'ordine di 50 e di 6.000 Hz, con un rapporto di ampiezza rispettivamente di 4 a 1.

In genere, quando un amplificatore presenta un basso fattore di distorsione per intermodulazione, presenta anche un basso fattore di distorsione armonica totale: per contro, quando la distorsione per intermodulazione è rilevante, è rilevante anche la distorsione armonica totale.

Tuttavia, è bene precisare a questo punto che questi due metodi di misura della distorsione di un amplificatore sono assai differenti tra loro, per cui è logico presupporre che la cifra che esprime la percentuale della distorsione per intermodulazione e quella che esprime la percentuale della distorsione armonica totale non siano eguali tra loro.

Come nel caso della distorsione armonica totale, minore è la distorsione per intermodulazione (vale a dire minore è la

cifra che ne esprime la percentuale rispetto al segnale di uscita), migliore è la qualità dell'impianto.

CARATTERISTICHE SECONDARIE

Nelle nuove norme stabilite dall'Istituto per l'Alta Fedeltà figurano altre caratteristiche che definiscono nel modo più completo un amplificatore, e quel lettore che avesse un interesse tecnico sufficiente per desiderare di approfondire nel modo migliore possibile questo argomento può certamente procurarsi una copia delle norme così precisate, e definite in inglese con l'espressione « IHF Standard Methods of Measurement of Audio Amplifiers » (IHF-A-201). Può infatti acquistarne eventualmente una copia, che viene venduta negli Stati Uniti al prezzo di due dollari, facendone ordinazione direttamente all'Institute of High Fidelity, Inc., 516 5th Avenue, New York, N. Y. 10036.

Persino un appassionato di musica riprodotta che non sia un tecnico, ma che si interessi del montaggio di un impianto di amplificazione musicale stereo, può trarre conforto dal fatto che — dopo quasi venti anni di norme e precisazioni enunciate arbitrariamente — ogni fabbricante di apparecchiature professionali e di componenti che vengono utilizzati in questa branca dell'elettronica è ormai in possesso delle suddette norme, e cerca — ovviamente in funzione dei programmi di produzione — di attenersi ad esse.

Naturalmente, tutte le norme pubblicate non possono certo sostituire la sensibilità soggettiva di chi ascolta musica riprodotta, agli effetti del giudizio su di un impianto di amplificazione. Ovviamente, nella scelta di un amplificatore il primo passo consiste nell'insistente e paziente esecuzione di prove di ascolto diretto. Oltre a ciò, come già è stato precisato in altra occasione, un amplificatore non deve essere scelto soltanto in base alle caratteristiche di responso, ed unitamente agli altri accessori che lo completano. Ad esempio, le sorgenti di segnale che possono essere usate unitamente all'amplificatore devono essere considerate in funzione della loro compatibilità. La scelta dei diffusori, ossia degli altoparlanti (semplici o complessi che siano), come pure il volume dell'ambiente e le relative caratteristiche acustiche, esercitano una notevole influenza agli effetti della determinazione della potenza necessaria.

Sotto questo aspetto, si tenga presente che — in genere — il fattore opportuno di potenza ammonta a 0,3 watt per metro cubo, e che un rapporto dell'ordine di 10 : 1 agli effetti del rendimento degli altoparlanti del tipo normalmente disponibile in commercio risulta abbastanza adeguato nei confronti di qualsiasi esigenza pratica, ed agli effetti dell'amplificatore al quale gli altoparlanti debbono essere collegati.

Fortunatamente, durante gli ultimi due anni, è stato possibile mettere in commercio unità di riproduzione, vale a dire cassette contenenti altoparlanti di varie misure adatti alla riproduzione di varie gamme di frequenza, con un prezzo assai più basso di quanto era possibile in precedenza, col risultato che quei trasduttori che appartenevano ad una categoria mediocre e con prestazioni assai scarse sono oggi praticamente stati eliminati dal mercato.

Oltre a ciò, indipendentemente dai miglioramenti ottenuti agli effetti delle prestazioni, la maggior parte degli altoparlanti di tipo moderno vengono concepiti e realizzati in modo tale da adattarsi praticamente a qualsiasi stile di arredamento del locale in cui l'impianto viene installato.

Per concludere, un'attenta lettura delle precisazioni ormai standardizzate, abbinata ad una serie di prove di ascolto, eseguite con intelligenza ed alla considerazione obbiettiva di tutti gli argomenti considerati in questa breve nota, compenseranno largamente lo sforzo effettuato, e consentiranno di acquistare, di realizzare, di giudicare e di installare a ragion veduta e con cognizioni di causa un impianto che potrà funzionare con perfetta soddisfazione dell'utente e con uso esente da inconvenienti di sorta per un lungo periodo di tempo. Ciò, grazie anche alla nuova classe degli amplificatori e delle apparecchiature supplementari attualmente disponibili in commercio.

SERRATURA ELETTRONICA A QUARZO

STUDI E BREVETTI

Riportiamo in questo articolo un'interessante applicazione dei quarzi impiegati in una serratura elettronica. Vogliamo ricordare però ai nostri lettori che questa apparecchiatura è coperta da brevetto e i soli dati in nostro possesso sono stati interamente riportati nel corso dell'articolo.

La serratura elettronica a quarzo che ci accingiamo a descrivere presenta numerosi vantaggi pur essendo di realizzazione abbastanza semplice. Per il momento però la sua realizzazione pratica incontrerà parecchi ostacoli per il costo elevato dei suoi componenti.

D'altro canto la serratura a quarzo dovrebbe essere più sicura di una serratura normale perchè, malgrado i perfezionamenti apportati a queste ultime, il metodo di funzionamento resta essenzialmente meccanico e una chiave è facilmente riproducibile.

L'autore di questa realizzazione ha messo un brevetto per proteggere questo apparecchio di comando selettivo da un apparecchio o da un meccanismo qualunque.

Principio di funzionamento

La « chiave » è costituita da un piccolo contenitore contenente uno o più quarzi e una presa che può essere sia del tipo « jack » sia del tipo a 2 contatti; questa presa è solidale con il contenitore e collegata elettricamente ai quarzi.

La « serratura » consiste di un montaggio elettronico in cui il relé scatta solamente quando il quarzo collegato all'ingresso ha una frequenza ben determinata (sempre nei limiti di tolleranza dei componenti). Per raggiungere questa condizione si deve fare oscillare un primo circuito oscillatore, avente una frequenza uguale a quella della « chiave-quarzo », con un secondo circuito oscillatore avente una frequenza determinata da un quarzo posto nel circuito. Questi due oscillatori pilotano uno stadio miscelatore e in seguito uno o più stadi filtri. All'uscita, il relé finale scatta solo se la frequenza di battimento è uguale a quella degli stadi di filtro.

Il relé finale può comandare gli apparecchi più diversi, come frullatori elettrici, circuiti elettrici di vetture o alimentatori di macchine da calcolo.

Realizzazione pratica

Nel circuito qui descritto sono stati impiegati dei quarzi americani aventi una frequenza compresa fra 1 e 10 MHz con tolleranza di 5.000 Hz. Due quarzi aventi la stessa frequenza differiscono al massimo di 10.000 Hz.

quanto queste ultime modificherebbero la frequenza di oscillazione del quarzo-chiave. Questi due oscillatori pilotano uno stadio miscelatore; poi, per mezzo di un filtro, uno stadio integratore e infine uno stadio amplificatore che comanda un relé che lavora a 6 V e con una resistenza compresa fra 100 e 600 Ω.

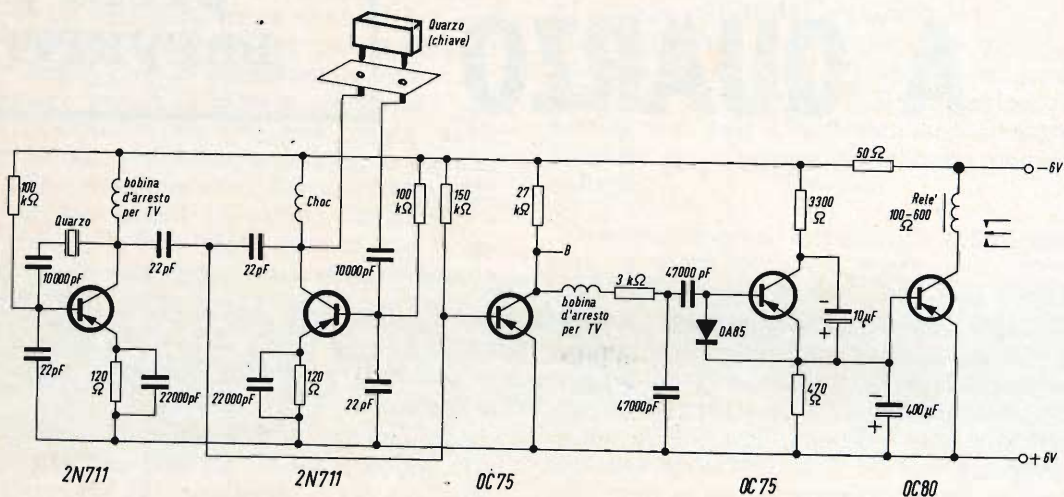



Fig. 1 - Schema elettrico della serratura elettronica a quarzo.

Per questa ragione lo stadio di filtro fa scattare il relé finale quando il valore della frequenza all'ingresso è compresa fra 20 e 10.000 Hz. Così, il relé finale si chiude quando la « chiave-quarzo » e il quarzo interno della serratura hanno la stessa frequenza nominale.

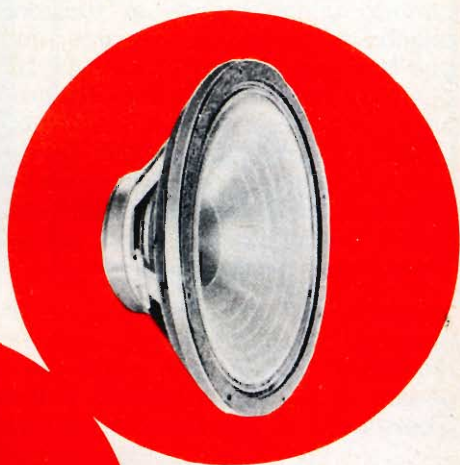
Il circuito è formato da due oscillatori uguali aventi come carico una bobina d'arresto del tipo usato in televisione; così, si possono usare dei quarzi aventi frequenze differenti e allo stesso tempo non si ha la necessità di dover fare alcuna regolazione. I transistor PNP sono di alta frequenza tipo 2N711 o AF115.

Il primo oscillatore è pilotato da un quarzo montato nel circuito, mentre il secondo è pilotato dal quarzo-chiave. I fili di collegamento fra il circuito e la « serratura » dovranno essere il più corto possibile, (meno di 50 cm) per evitare di introdurre delle capacità parassite in

Le regolazioni da effettuare sul montaggio sono poche; si verifica innanzitutto che ciascuno stadio oscillatore funzioni, una volta collegato i quarzi si constata che il loro consumo rispettivo aumenta quando si tocca con il dito il collettore del transistor corrispondente.

Con l'aiuto di una cuffia si ascolta la frequenza dei battimenti dopo il primo transistor OC75 nel punto B. Questa frequenza deve essere minore di 10 kHz e maggiore di 50 Hz. Se non si riscontra questa condizione si può diminuire la frequenza dell'oscillatore (a frequenza più elevata), collegando un condensatore da 1 o 2 pF in parallelo al quarzo che pilota il suddetto oscillatore.

Questa frequenza B.F. è integrata dal secondo transistor OC75. Il condensatore da 400 µF evita la chiusura intempestiva del relé quando il montaggio viene messo in funzione.

ALTOPARLANTI AD ALTA FEDELTÀ
RCF
RICHIEDETE LISTINI
E CATALOGHI
ALLA RCF
MILANO
VIA GIOTTO, 15
TEL. 468.909
REGGIO EMILIA
VIA COL DI LANA, 44
TEL. 39.265

Il problema principale di questo montaggio è senza dubbio l'alimentazione; questa può essere fatta in due modi; alimentazione a pile e a tensione di rete. Nel primo caso si dovrà fare in modo che il circuito venga messo in funzione solo quando si introdurrà il quarzo, questo si può fare grazie a una presa jack. Nel caso di alimentazione a pila si dovrà prevedere anche una presa secondaria per poter collegare un alimentatore esterno di emergenza. Quando invece sì impiega l'alimentazione di rete, il montaggio può essere lasciato costantemente sotto tensione.

Si deve precisare inoltre che il basso consumo del circuito permette una durata molto lunga delle pile. Inoltre questo montaggio è studiato in modo che nessun genere di segnale applicato dall'esterno o cortocircuito, può far scattare il relé.

Possibilità pratiche del circuito

Questo circuito-serratura offre numerosi vantaggi:

— Sicurezza completa. È possibile realizzare delle chiavi formate da 2 quarzi che comandano a loro volta una serratura costituita da 2 montaggi analoghi al precedente.

— Le chiavi sono difficili da identificare o da riprodurre una volta che si è cancellato il valore di frequenza segnato sul contenitore del quarzo. In effetti è difficile misurare la frequenza fondamentale di un quarzo.

— È possibile cambiare rapidamente la combinazione della serratura cambiando il quarzo interno.

— Infine, questa serratura può essere molto estetica perché è possibile utilizzare una presa esterna molto piccola e ben nascosta, mentre il montaggio può essere posto nell'incavo della porta.

F. 3150

(Da « Le Haut-Parleur » 6708)

CERCAMETALLI A TRANSISTOR

REALIZZAZIONI SPERIMENTALI

Descriviamo in questo articolo un cercametalli che per la sua sensibilità permette di rivelare oggetti metallici posti a una buona profondità e anche tubature nascoste nelle pareti o poste sottoterra.

Il circuito che ci accingiamo a descrivere ha una senbilità piuttosto elevata in quanto ha permesso di rivelare facilmente oggetti metallici di grandi dimensioni posti a una profondità di 50 cm e più e oggetti metallici piccolissimi posti a una profondità di circa 5 cm. Il cercametalli qui descritto si è rivelato uno strumento utilissimo anche per la ricerca di condutture del gas, dell'acqua e dei cavi della luce nascosti nelle pareti di casa o posti sottoterra.

Principio di funzionamento

Il principio di funzionamento sul quale si basa il cercametalli è molto semplice, in quanto è legato al fatto che l'induttanza di una bobina varia quando viene posta vicino a una massa metallica. Nel circuito del cercametalli si fa in modo che la bobina venga a far parte di un circuito accordato di un oscillatore LC, di conseguenza la frequenza di funzionamento varierà quando un qualsiasi oggetto metallico verrà a trovarsi nel campo della bobina. La conseguente variazione della frequenza può venire sfruttata per provocare un segnale sonoro o un segnale visuale quando si è nelle vicinanze dell'oggetto metallico. Ora perché il cercametalli abbia una sensibilità più elevata, si deve fare in modo che la bobina abbia un campo abbastanza grande. Per poter ottenere questa condizione si deve usare una bobina con un diametro di diversi centimetri. Per facilitare l'impiego della suddetta bobina la si può costruire su un supporto che potrà essere facilmente maneggiato al momento della ricerca dei metalli.

In fig. 1, è riportato lo schema a blocchi del cercametalli. In questo si può vedere che la bobina di rivelazione L_1, posta sulla testina di esplorazione, viene accordata per mezzo del condensatore trimmer C_1 e del condensatore variabile

C_2, che è posto nel corpo principale dell'unità. I segnali di uscita di questo oscillatore a frequenza variabile aggiunti a quelli di un secondo oscillatore a frequenza fissa sono entrambi inviati a un circuito rivelatore comune, o a un circuito miscelatore per poter essere in grado di rivelare anche le più piccole variazioni di frequenza. Le componenti ad alta frequenza del segnale risultante vengono eliminate per mezzo di un filtro; il segnale all'uscita del filtro è formato così da una frequenza uguale alla differenza fra le due frequenze di oscillazione.

Questa nota a battito è mandata a un amplificatore di bassa frequenza che permette finalmente l'ascolto in cuffia ad un livello abbastanza alto.

Fig. 1 - Schema a blocchi del cercametalli.

Nell'impiego pratico i condensatori C_1 e C_2 sono regolati in modo da produrre in cuffia una nota quasi nulla quando non è presente alcun metallo. A questo punto, la testina di esplorazione viene mossa sul terreno e quando un qualsiasi oggetto di metallo viene a trovarsi nella sua area di influenza, si noterà un brusco aumento o una diminuzione nella nota a battito.

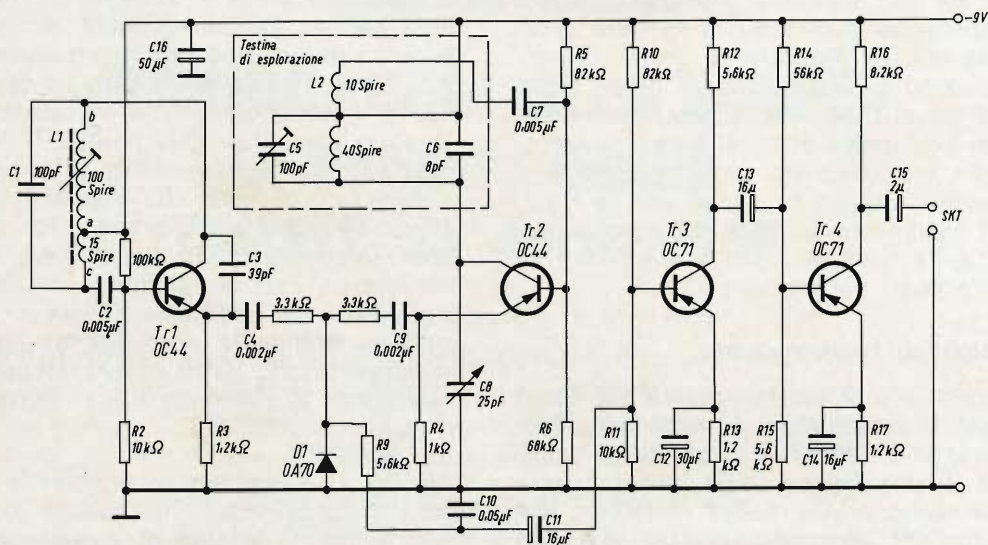



Fig. 2 - Circuito elettrico del cercametalli. Tutti i resistori sono al 10 % di tolleranza e da ½ W.

Si è detto in precedenza che la bobina di esplorazione dovrebbe avere un diametro di diversi centimetri, ma si deve ricordare anche che l'induttanza di una bobina con un determinato numero di spire aumenta con l'aumentare del suo diametro, quindi la sua induttanza sarà maggiore quando l'avvolgimento presenta un numero di spire elevato. Per essere certi che la frequenza di funzionamento non sia influenzata da variazioni accidentali di capacità, si dovrebbe accordare la bobina di esplorazione con una capacità abbastanza elevata in modo che il circuito accordato risultante avrà una frequenza di funzionamento leggermente bassa, troppo bassa, per poter ottenere battiti diretti di due frequenze oscillatrici.

Questa piccola difficoltà può essere superata facendo in modo che l'uscita dello oscillatore a bassa frequenza sia ricca di armoniche, e una o l'altra di queste armoniche può allora essere usata per produrre la nota a battito che è richiesta. Questo sistema ha dei notevoli vantaggi. Se per esempio, il circuito funziona con una frequenza base di 20 kHz, e la sua decima armonica viene usata per produrre la nota a battito, una variazione reale nella frequenza di soli 10 Hz darà una variazione di 100 Hz nella nota a battito e si otterrà così una sensibilità elevata. Bisogna tener presente inoltre che, dato il notevole numero di armoniche disponibile non è richiesto nessun accorgimento particolare nel progetto e nel montaggio del circuito per poter funzionare con una frequenza di valore determinato.

Fig. 3 - Dettagli di costruzione della testina di esplorazione, inclusi L_2, C_5 e C_6. La bobina L_2 leve essere avvolta con 50 spire di filo di rame smaltato da 0,20 mm con presa alla 10 spira e poi verniciata. Il cavo a 3 fili deve essere lungo circa 1,5 metri; non si deve usare cavo schermato. Il condensatore C_5 va saldato alla presa intermedia.

Descrizione del circuito

In fig. 2 viene riportato il circuito completo dell'unità. Il transistor Tr_1 funziona come oscillatore a frequenza fissa, con l'aiuto della bobina serbatoio L_1 a presa centrale che dà la necessaria inversione di fase richiesta per l'oscillazione; questa viene accordata per mezzo del condensatore C_1. Il transistor Tr_2 funziona da oscillatore a frequenza variabile, la bobina a presa centrale L_2, posta nella testina di esplorazione è accordata per mezzo dei condensatori C_5, C_6 e C_8. Il condensatore C_8 è posto nella parte principale della unità, e permette durante il funzionamento di variare di una piccola quantità la frequenza di funzionamento.

Il segnale di uscita di Tr_1 è prelevato dall'emettitore, con impedenza bassa, ed è inviato attraverso C_4 e R_7 al diodo rivelatore; in modo simile il segnale d'uscita dell'oscillatore a frequenza variabile è prelevato dall'emettitore di Tr_2 e inviato attraverso C_9 e R_8 allo stesso diodo. Il segnale risultante viene successivamente filtrato dal circuito formato da R_9 e C_{10} e inviato all'amplificatore di bassa frequenza. Si deve notare che R_7 e R_8 sono usate come resistenze di separazione per rendere minima l'espansione fra i due oscillatori; se non venissero impiegate queste due resistenze, i due segnali dell'oscillatore tenderebbero ad influenzarsi l'uno con l'altro, e non sarebbe possibile ottenere note a battiti di bassa frequenza.

Fig. 4 - Dettagli di costruzione della bobina L_1. L'avvolgimento consiste di 115 spire di filo di rame smaltato da 0,16 mm, avvolte su un supporto da 6,3 mm, con nucleo e con presa alla 15ª spira.

Impiego

Durante l'uso dell'unità, si può fare in modo che la nota a battito abbia un aumento o una diminuzione della frequenza in presenza di metallo; questo dipende dal punto di « silenzio » sul quale viene regolato il condensatore variabile C_8.

Si deve notare però che fra i due circuiti oscillatori si generano delle interazioni; quando l'unità è regolata per dare un segnale di battito a frequenza molto bassa, dell'ordine di poche decine di Hertz, i due oscillatori tendono a bloccare una delle frequenze, così che la frequenza di battito cade a zero. Per questa ragione, è preferibile regolare la unità in modo che la presenza del metallo venga indicata da un aumento della frequenza di battito.

Quando la costruzione dell'unità è ultimata, si deve regolare il condensatore C_5 in modo da ottenere quasi il silenzio in assenza di metallo. Regolando il condensatore C_5 si può selezionare un numero elevato di note di battito; questo condensatore dovrebbe essere regolato in modo da sintonizzare la nota di battito più forte che si può ottenere. Ogni ulteriore regolazione di frequenza si può fare poi con C_8. (In pratica, può essere necessario aumentare il valore dei condensatori C_5 o C_6).

GAMMA

(Da « Wireless World » 6701)

É appena andata in pensione la vecchia « Queen Elizabeth », che già nei cantieri inglesi è in costruzione la nuova « Queen Elizabeth II ». Questa nave sarà dotata di tutti i più moderni apparati elettronici; tra le altre cose sarà notevole l'impianto telefonico.

Infatti tale impianto consentirà il collegamento di 1000 telefoni ad uso dei passeggeri e di altri 350 apparecchi ad uso dell'equipaggio per tutte le esigenze di servizio. Entrambe queste due reti indipendenti avranno la possibilità di essere collegate con l'esterno, mediante 46 circuiti radio, validi per stabilire sia i collegamenti con altre navi, sia con la terra e con gli uffici della società armatrice « Cunard ».

La centrale telefonica sarà di tipo completamente automatico per quanto riguarda le linee di servizio; invece le linee riservate ai passeggeri fanno capo ad un centralino con operatori manuali, questo per la maggiore possibilità di soddisfare ogni esigenza dei passeggeri stessi.

La rete cavi verrà anche usata per inviare in ciascuna cabina dei passeggeri le apposite trasmissioni in filodiffusione, previste in un massimo di 8 programmi diversi.

INDICATORE DEL LIVELLO DI REGISTRAZIONE

REALIZZAZIONI SPERIMENTALI

Riportiamo in questo articolo la realizzazione sperimentale di un circuito adatto ad indicare il livello di registrazione su un registratore o durante la sonorizzazione di film d'amatore.

L'applicazione originale di questo circuito era quella di dare una indicazione udibile, a una persona cieca, del livello di registrazione durante una registrazione, in quanto se il livello di registrazione è tenuto troppo elevato, si ottiene un segnale sonoro. Un altro possibile impiego è dato nel campo dei cineamatori e precisamente durante la registrazione della colonna sonora sulla pellicola, oppure come semplice avvisatore di livello.

Spiegazione del circuito

In fig. 1 è riportato il circuito elettrico dell'indicatore di livello. Un segnale di bassa frequenza proveniente dalla presa di controllo del registratore viene inviato allo stadio ad « emitter follower », Tr_1, che funziona come stadio separatore. Questo ha il potere di ridurre il carico al punto di controllo e di prevenire qualsiasi segnale sonoro prodotto dall'indicatore di ritorno al registratore. I transistor Tr_2 e Tr_3 sono accoppiati per mezzo di un circuito multivibratore monostabile, in questo circuito il transistor Tr_3 è normalmente in funzione mentre Tr_2 è bloccato.

I due transistor Tr_4 e Tr_5 formano un multivibratore astabile; l'emettitore di Tr_5 è direttamente accoppiato allo stadio di uscita di bassa frequenza Tr_6. In condizioni di riposo il transistor Tr_5 non conduce, in quanto la sua base deve essere tenuta vicina al potenziale di massa con il collegamento attuato attraverso D_1, dal collettore del transistor Tr_3.

Principio di funzionamento

Quando un segnale di bassa frequenza viene inviato allo stadio d'ingresso Tr_1, una parte della tensione di uscita, determinata dal potenziometro di preregolazione RV_1, viene applicata alla base di Tr_3.

Questa tensione esclude Tr_3 e mette in azione il multivibratore monostabile nel suo stato astabile nel quale il transistor Tr_2 è conduttore e Tr_3 bloccato.

La tensione di collettore di Tr_3 è ora negativa e inversa; essa polarizza il diodo D_1, permettendo così al multivibratore astabile di funzionare e produrre un segnale audio nell'altoparlante. Dopo un breve tempo il condensatore C_2 posto nel multivibratore monostabile, si scarica e il circuito inverte il suo stato stabile, così che il multivibratore astabile non funziona più e scompare anche il segnale nell'altoparlante.

cuito; però si potrebbe usare anche una piccola batteria. La corrente di riposo è circa 2 mA, essa aumenta a 12 mA durante il normale funzionamento.

Dati costruttivi

Tutti i componenti che formano il circuito, sono stati alloggiati in una piccola scatola metallica.

Il tempo di recupero del multivibratore monostabile e di conseguenza la lunghezza del tono di uscita, è determinato dalla costante di tempo dovuta al circuito C2-R5. La frequenza del tono dipende dalle

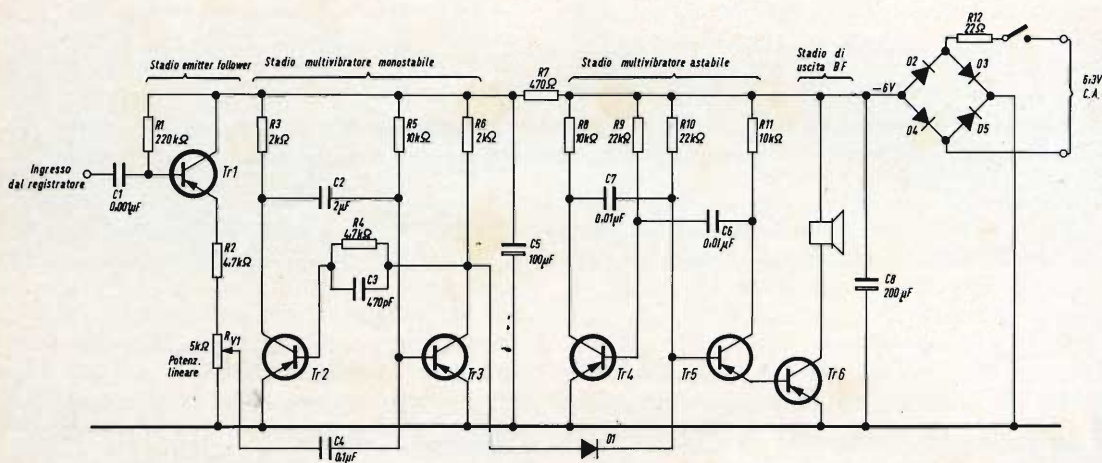



Fig. 1 - Schema elettrico dell'indicatore del livello di registrazione.

Ulteriori picchi di bassa frequenza provenienti dal registratore, causano la ripetizione della sequenza, in quanto il potenziometro di preregolazione RV_1 è regolato in modo che l'indicatore funzioni quando lo strumento o l'occhio magico del registratore indica il livello massimo di registrazione.

Circuito di alimentazione

Una tensione alternata di 6,3 V proveniente dal registratore è mandata a un raddrizzatore a ponte, formato dai diodi D_2, D_3, D_4, D_5; questo circuito a ponte da la tensione necessaria per alimentare il cir-

costanti di tempo nei circuiti di accoppiamento del multivibratore, per esempio C6-R9 e C7-R10.

Gli altri valori dei componenti non sono critici. Praticamente si può usare per i transistor da Tr_1 a Tr_5 qualsiasi tipo di transistor p-n-p adatto a segnali deboli, per esempio gli OC71; il transistor finale Tr_6 è del tipo p-n-p di bassa potenza, nel progetto originale è stato usato un OC81.

Se si collega un altoparlante da 75 Ω direttamente all'emettitore di Tr_6, non è necessario nessun trasformatore di uscita.

(Da « Wireless World » 6607)

Con soli 9 transistor e 4 diodi, grazie all'impiego di amplificatori premontati, questo ricevitore sperimentale permette di ricevere, suddivise in 50 sottogamme tutte allargate, le frequenze da 2 a 40 MHz e, con l'applicazione di un sintonizzatore esterno, anche le gamme FM sino a 156 MHz. È provvisto di BFO per ricezione di stazioni CW ed SSB, di S-meter e di accordatore dei circuiti di antenna. Per la sua realizzazione è sufficiente collegare i gruppi premontati ed aggiungere due transistor.

REALIZZAZIONI SPERIMENTALI

RICEVITORE SPERIMENTALE AM - FM - SSB 7,5 - 150m

Il ricevitore sperimentale che qui presentiamo (fig. 1) funziona totalmente a transistor ed è alimentato da due comuni batterie standard da 4,5 V poste in serie fra loro.

È di realizzazione assai rapida perchè impiega due unità premontate (PMI/A e PMB/A nello schema di fig. 2) che assolvono rispettivamente alle funzioni di amplificatore di media frequenza (sia AM che FM) che di bassa frequenza.

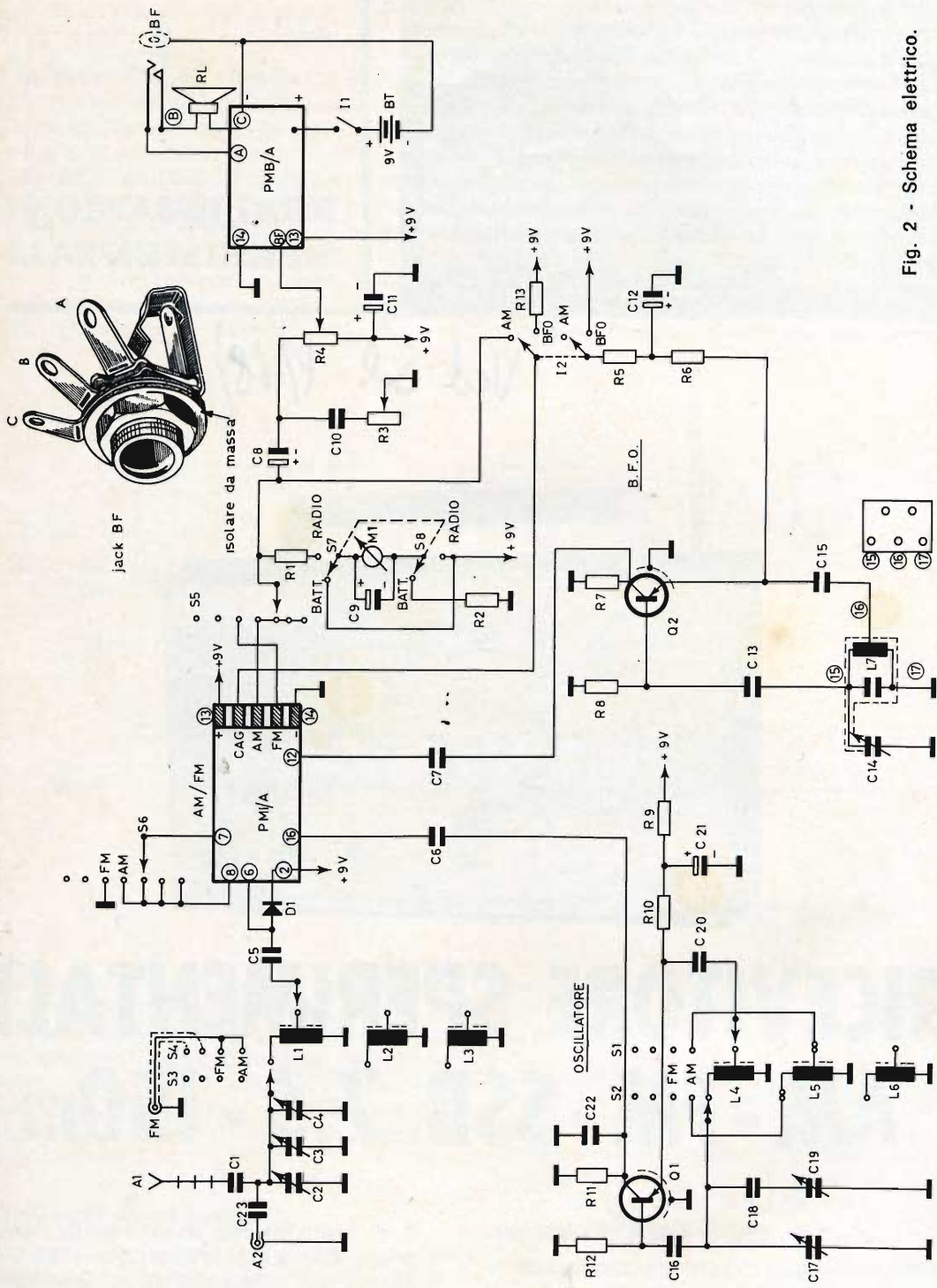



Fig. 2 - Schema elettrico.

Il ricevitore, che può trovare posto in una custodia metallica di circa 255 x 155 x x 132 mm munita di antenna telescopica e maniglia per il trasporto, è provvisto dei seguenti comandi e prese, come visibile in fig. 1 (procedendo da sinistra verso destra):

— «Presa coassiale» per antenna esterna (A 2 in fig. 2);

— « Presa coassiale » per attacco diretto di convertitori esterni con unità a 10,7 MHz per segnali modulati sia in frequenza che in ampiezza (FM nelle figg. 1 e 2);

— « F. Tun »: comando di sintonia fine con indice di plexiglas e demoltiplica incorporata 5,7 : 1;

— « G. Tun »: comando di sintonia, non demoltiplicata, usato per l'impostazione di gamma. È provvisto di manopola ad indice e piccola scala semicircolare graduata da 1 a 18;

— « Bands »: commutatore di gamma a 7 posizioni (di cui due lasciate libere per l'aggiunta di altre gamme eventuali). Effettua le seguenti commutazioni:

« D » (40-14,3 MHz); « E » (14,3-5,4 MHz); « F » (5,4-2 MHz); « AM » per ricezione in modulazione di ampiezza, con doppia conversione di frequenza (10,7-0,47 MHz) con qualsiasi convertitore o sintonizzatore da applicare esternamente; « FM » entrata diretta in modulazione di frequenza sulla media frequenza a 10,7 MHz.

Sopra al comando « G. Tun » si trovano inoltre:

— «Accordatore dei circuiti d'antenna», con piccola scala semicircolare tarata direttamente in picofarad;

— « V. batt. »: pulsante per il controllo dello stato di carica delle batterie;

— « S-meter »: microamperometro pluriscala che misura l'intensità relativa dei segnali in arrivo oppure la tensione delle batterie.

Sotto alla griglia traforata che copre l'altoparlante vi sono:

— « B.F.O. »: interruttore per l'inserzione del B.F.O. e comando di regolazione fine del medesimo;

— « BF »: presa per cuffia, altoparlante supplementare o registratore a nastro;

— « In-Out »: interruttore generale;

— « Tone »: controllo di tono;

— « Gain »: controllo di volume.

Il circuito

Dallo schema elettrico riportato in fig. 2 si vede che la conversione di frequenza avviene mediante l'oscillatore separato che fa capo al transistor Q 1, che è accoppiato al punto 16 del gruppo premontato PMI/A, dove avviene la miscelazione dei segnali sull'emettitore del transistor in entrata.

Per rendere possibile il funzionamento con oscillatore separato il gruppo precitato necessita di qualche piccola modifica che è illustrata in fig. 3.

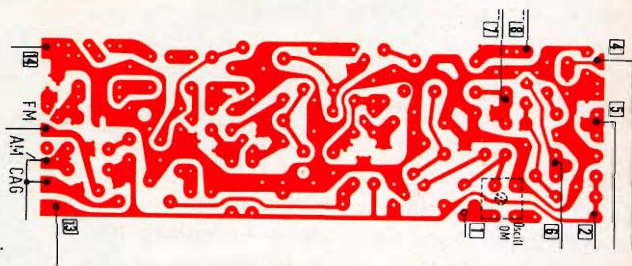



Fig. 3 - Collegamenti dell'amplificatore PMI/A.

Precisamente, si tratta di collegare fra loro i punti del circuito stampato che sono contrassegnati con «X» e di togliere il condensatore da 22.000 pF che è collegato fra l'emettitore del primo transistor in entrata (AF 116) del gruppo ed una presa dell'oscillatore onde medie, sostituendolo con uno di soli 4.700 pF, collegandolo fra detto emettitore e massa (ad es.: ad uno dei punti « X »). Converrà ricordare che i cavetti schermati che sono uniti al gruppo PMI/A non vanno accorciati per non starare l'unità, ma usati in tutta la loro lunghezza originaria.

Poichè il transistor AF 116 in entrata del gruppo viene fatto funzionare non più come mixer-oscillatore, la resistenza da 18.000 Ω che è collegata fra base e massa di questo può risultare troppo piccola e dar luogo ad instabilità. Si ovvia eventualmente a tale inconveniente sostituendo questa resistenza con una avente un valore di circa 56.000 Ω. Per rintracciare con rapidità nel gruppo premontato questa resistenza basterà tener presente che il cavetto contraddistinto col n. 6 (fig. 3) fa capo direttamente alla base del transistor in questione.

Il diodo D 1 (fig. 2) ha funzioni protettive per evitare che quando si usano antenne esterne, accidentali transienti dovuti a temporali od altro, facciano giungere tensioni positive alla base del transistor di entrata assai superiori al limite massimo tollerabile che è di soli 0,3 V. In pratica, D 1 va collegato (fig. 3) fra il punto 2 ed il punto 6.

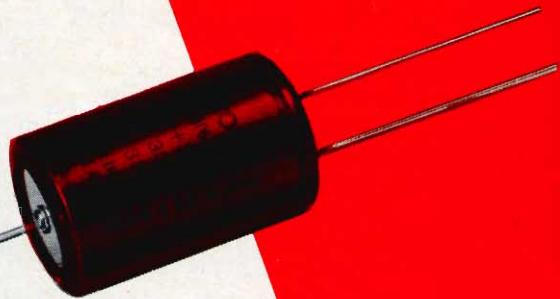
Mediante il commutatore, composto dalle sezioni S 1 - S 2 - S 3 - S 4 - S 5 - S 6, vengono selezionate le varie gamme e funzioni.

Quando S 1 - S 2 inseriscono la bobina L 6, le sezioni S 3 - S 4 inseriscono la corrispondente bobina in entrata L 3. Ruotando allora C 4 - C 19 viene coperta la gamma che va da 40 a 14,3 MHz. Poiché C 3 - C 17 hanno una capacità di soli 9 + 9 pF ne segue che usando questo variabile doppio, fortemente demoltiplicato, come comando principale di sintonia fine (« F. Tun »), ad ogni escursione completa dell'indice sulla sua scala (divisa in gradi) si esplora solo una piccola frazione della gamma 40-14,3 MHz.

Pertanto, se con tutti i condensatori variabili completamente aperti si riceve la frequenza di 40 MHz, ruotando solo C 3 - C 17 sino a chiusura completa, si sposta la sintonia gradualmente sino a 33,9 MHz. Si ha così la ricezione di una prima sottogamma; per passare a quella successiva, si riportano C 3 - C 17 in posizione tutta aperta, ruotando poi C 4 - C 19 in modo che la frequenza ricevuta sia quella di 33,9 MHz.

Chiudendo allora C 3 - C 17 si copre la sottogamma successiva che va da 33,9 a 30 MHz, e così via, sintanto che C 3 - C 17 e C 4 - C 19 siano tutti chiusi. La frequenza più bassa ricevibile in questo caso sarà ovviamente di 14,3 MHz. Con tale sistema, tutte le frequenze di pertinenza di L 3 - L 6 possono essere esplorate in numerose bande molto allargate. Per passare alla gamma successiva (14,3 - 5,4 MHz) bisogna portare S 1 - S 2 ed S 3 - S 4 ad inserire L 2 - L 5.

L'esplorazione di tale gamma avverrà anche in questo caso mediante successivi spostamenti frazionari (definibili con precisione solo in sede di taratura) di C 4 - C 19 e con sintonia fine mediante C 3 - C 17. Lo stesso si ripete per la gamma relativa alle bobine L 1 - L 4. Complessivamente, l'esplorazione completa da 40 a 2 MHz viene effettuata, in pratica, come se l'apparecchio avesse circa cinquanta gamme allargate. Il commutatore precitato può essere inoltre portato sia sulle posizioni AM che FM, oppure su due altre posizioni successive lasciate libere nel prototipo e che possono essere usate per applicarvi altre due gamme supplementari a piacere. In corrispondenza della posizione AM, le sezioni S 1 - S 2 inseriscono nuovamente L 5, mentre S 3 - S 4 escludono qualsiasi circuito accordato in entrata, spostando l'ingresso dall'antenna alla presa coassiale « FM ».

Poichè l'oscillatore può, in questa posizione, essere fatto funzionare sulla gamma di frequenza che va da 14,767 a 5,867 MHz, qualsiasi segnale immesso nella presa « FM » può essere convertito al valore della frequenza intermedia di 470 kHz, permettendo così, usando un convertitore o sintonizzatore esterno, di operare la doppia conversione di frequenza, alla sola condizione che l'uscita della media frequenza dell'apparecchio esterno non sia più bassa di 5,4 MHz o più alta di 14,3 MHz (21-55 m). Se il segnale a radiofrequenza immesso dall'esterno è modulato in frequenza, il commutatore va posto sulla posizione « FM », in corrispondenza della quale l'oscillatore locale viene escluso e le sezioni S 5 - S 6 fanno funzionare il gruppo PMI/A a 10,7 MHz/FM.

Sia nelle posizioni AM che FM resta anche escluso C 2, che quando invece L 1, L 2, L 3 sono inserite ha funzioni di accordatore. Infatti, permette di aumentare o diminuire la capacità in parallelo a queste induttanze sino ad ottenere una perfetta risonanza, nonostante i disallineamenti provocati dall'antenna. All'uscita dell'unità PMI/A è presente il microamperometro M 1 che, a seconda di come viene inserito da S 7 - S 8, funziona da misuratore dell'intensità dei segnali, oppure da voltmetro per la misura della tensione della batteria B T.

Tutta questa parte può essere anche omessa, nel qual caso la resistenza R 1 va collegata direttamente al lato positivo di C 11.

Contrariamente alla consuetudine generale si è evitato, mediante R 1 - C 8, di far passare corrente continua nel potenziometro R 4, per evitare fastidiose rumorosità durante la regolazione del volume. Il segnale a bassa frequenza da R 4 entra poi nell'amplificatore PMB/A che funziona con negativo a massa (collegamento 14 delle figg. 2 e 4).

Si noti, tuttavia, che il negativo della batteria BT non è a massa; infatti, passando da C ad A giunge al punto 14 dopo aver attraversato un filtro di disaccoppiamento RC già predisposto nell'amplificatore PMB/A. L'altoparlante RL è collegato non direttamente ai termini A-C, ma passando con un capo dal lato del jack « BF » che serve quale presa per un altoparlante esterno, una cuffia a bassa impedenza o per collegarvi registratori a nastro.

Infine, abbiamo la sezione del B.F.O. (transistor Q 2) che tramite I 2 può venire inclusa od esclusa in modo del tutto autonomo. Quale elemento induttivo è stato usato un trasformatore di media frequenza (L 7 in fig. 2) dimensionando C 13 e C 15 in modo tale da avere oscillazioni con buona forma d'onda e sufficiente ampiezza.

La frequenza generata dal B.F.O., che è regolabile finemente mediante C 14, viene applicata, tramite C 7, all'emettitore dell'ultimo transistor posto all'uscita del gruppo premontato PMI/A (che ha in tutto 3 transistor AF 116).

La presa 12 (fig. 2) non è tuttavia già predisposta sul gruppo ed occorre quindi rintracciare la posizione dell'emettitore in questione togliendo la schermatura metallica che copre il circuito stampato dal lato delle uscite verso i punti 13 e 14. Il deviatore bipolare I 2 agisce non solo come interruttore di alimentazione per il B.F.O., ma provvede anche ad escludere il controllo automatico di guadagno (CAG) quando si ricevono stazioni SSB.

Per evitare sovraccarichi in presenza di segnali in arrivo molto forti, non essendo previsto un controllo di guadagno nè automatico nè manuale per gli stadi a radiofrequenza, occorre agire direttamente sull'antenna escludendo quella esterna e facendo rientrare in parte quella telescopica incorporata.

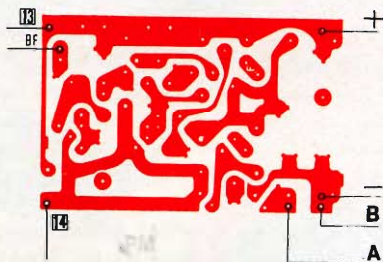



Fig. 4 - Collegamenti dell'amplificatore PMB/A.

La sintonia, con le stazioni SSB, va regolata per il massimo segnale d'uscita; quindi, senza più ritoccarla, s'inserisce il B.F.O. e si ruota lentamente C 14 sino a che la stazione verrà ricevuta in modo chiaro. Questo sistema consente soddisfacenti ricezioni delle altrimenti incomprensibili stazioni SSB ed è anche fra i tipi più semplici da manovrare.

Com'è noto, non esistono attualmente dispositivi miracolosi che si possano aggiungere ad una radio di tipo commerciale per rendere la sintonia delle stazioni SSB meno critica, anche perché molte emittenti differiscono fra loro per il tipo di banda laterale usata e talvolta quelle a portante o doppia banda laterale soppresse, vengono scambiate per stazioni di altro tipo.

Costruzione

È molto semplice, perché richiede di collegare fra loro parti premontate e già tarate a cui vanno aggiunti, in definitiva, solo i transistor Q 1 e Q 2 con i relativi componenti. Dalla fig. 5, che mostra l'interno dell'apparecchio, è desumibile la disposizione delle varie parti.

Nella fig. 5, l'amplificatore di bassa frequenza non è visibile perchè nascosto da PMI/A e dal B.F.O. Quest'ultimo è fissato direttamente sopra la schermatura metallica che copre una parte del gruppo premontato PMI/A, in modo da avere il collegamento 12 brevissimo. L'aspetto forse irriconoscibile che ha il gruppo PMI/A in fig. 5 è dovuto al fatto che è montato sul

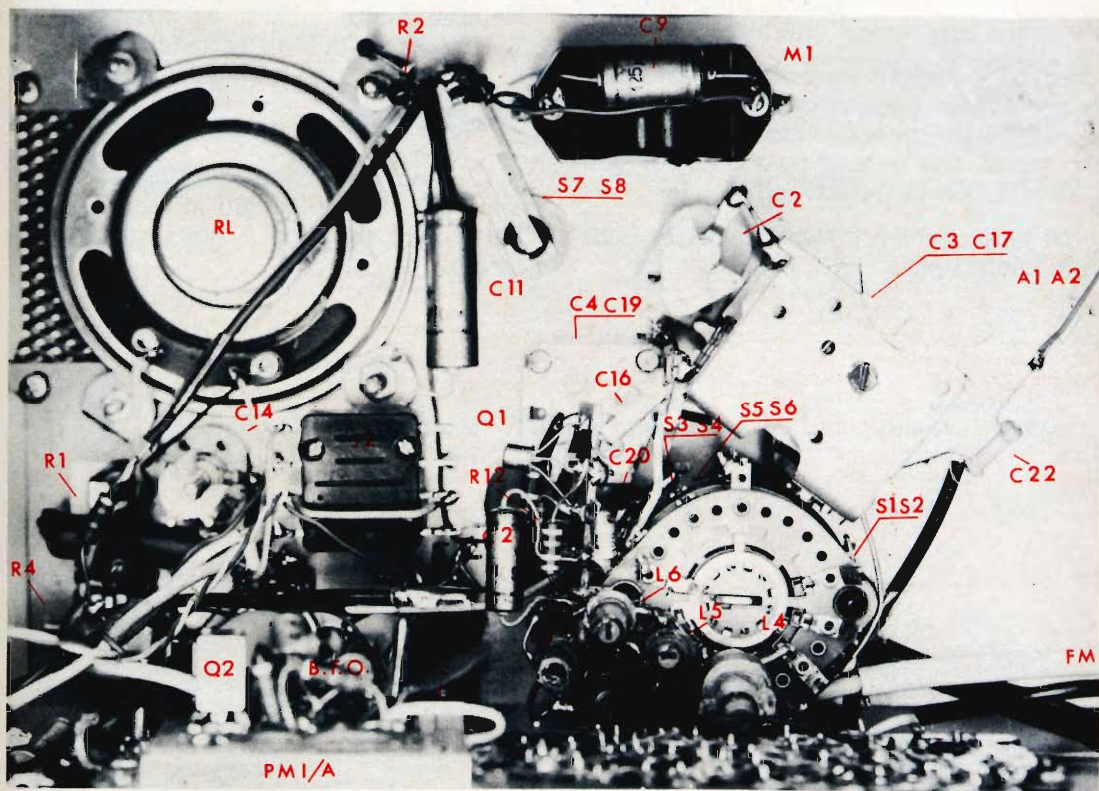



Fig. 5 - Disposizione dei componenti all'interno del ricevitore.

Sul retro del pannello di alluminio di 1,2 mm di spessore e misurante 225 x 155 mm, trovano posto (in alto a sinistra) l'altoparlante RL, il microamperometro M 1, il jack a pulsante S 7 - S 8 e gli altri componenti indicati in figura. Non sono invece montati sul pannello: BT, tutto il B.F.O. A 1, PMI/A e PMB/A. Questi due ultimi trovano posto, distanziati alcuni centimetri dal pannello, sul fondo della custodia metallica che racchiude il tutto.

fondo della custodia metallica, con la parte rame del circuito stampato rivolta verso l'alto. L'amplificatore PMB/A va invece montato non capovolto, ossia con i transistor verso l'alto.

Il collegamento fra il condensatore variabile C 14 ed il punto 15 del B.F.O. va effettuato con cavetto schermato; R5, R6, C 7 e C 12 vanno posti vicinissimi a Q 2 e così dicasi degli altri componenti relativi a Q 2, mentre può essere lasciato lun-

go quanto occorre il filo che collega R 5 ad I 2. Sul commutatore S 1 - S 6 trovano posto quasi tutti i componenti relativi al circuito d'entrata ed all'oscillatore. Quest'ultimo utilizza le bobine L 4, L 5 e L 6 che sono collegate e fissate meccanicamente alle sezioni S 1 - S 2 del commutatore (prime 3 posizioni), mentre R 10, R 11, R 12, nonché C 6, C 16, C 20, C 21 e C 22, unitamente a Q 1, sono fissati su una basetta di ancoraggio a 6 posti che è sostenuta dal commutatore mediante una delle sue lunghe viti laterali.

La distanza intercorrente fra i centri di fissaggio dei componenti C 2, C 3 - C 17, C 4 - C 19 ed il commutatore S 1 . . . S 6, deve essere la minima possibile, compatibilmente con la manovrabilità.

Le varie bobine possono essere realizzate come segue:

termedie va contato dal lato « zero » od inizio dell'avvolgimento. Tutti gli inizi di avvolgimento si trovano verso la base dei rispettivi supporti (lato freddo) e vanno collegati a massa.

La bobina L 1 è stata indicata come realizzata con filo smaltato di 0,1 mm di diametro e ciò per renderla facilmente realizzabile con minimo ingombro, senza necessità di dover disporre di macchine avvolgitrici. Tuttavia, si tenga presente che risultati molto migliori si ottengono con avvolgimento in filo Litz a nido d'ape.

Taratura

I gruppi premontati PMI/A e PMB/A sono già stati collaudati in fabbrica ed in particolare il primo è già perfettamente tarato.

Gamma (MHz)	Gamma (metri)	Bobina	Ø filo mm	n. spire	Presa
2-5,4	150-55	L1	0,1	78	8,5
		L4	0,1	65	9,5
5,4-14,3	55-21	L2	0,25	18,5	4
		L5	0,25	26	6,5
14,3-40	21-7,5	L3	0,25	7	3,5
		L6	0,25	9	4,5

Quando compaiono « mezze spire » vuol dire che il terminale di uscita della presa intermedia o della fine dell'avvolgimento si trova dala parte opposta agli altri terminali.

I supporti per le bobine hanno tutti un diametro esterno di 6 mm e sono provvisti di nucleo regolabile; i fili sono tutti del tipo smaltato e gli avvolgimenti non spaziati. Il numero di spire delle prese in-

Pertanto, se non vi sono errori di collegamento od altro, l'apparecchio deve risultare subito perfettamente funzionante quando segnali AM di 470 kHz od FM di 10,7 MHz vengono applicati all'ingresso dell'amplificatore F.I.

La taratura si riduce quindi a mettere in gamma ed in passo i circuiti d'entrata e dell'oscillatore. S'inizia, ad esempio, regolando i nuclei di L 3 - L 6 e terminando

La Chinaglia ELETTROCOSTRUZIONI s.a.s.

Via Tiziano Vecellio 32 - Tel. 25.102 - 32100 Belluno

presenta:

NUOVO VTVM 1001

Voltmetro elettronico di precisione ad alta sensibilità.

SCATOLA in metallo bicolore grigio, munita di maniglia, cornice in polistirolo antiurto. Dimensioni mm 240 x 170 x 105. Peso g 2100.

QUADRANTE a specchio antiparallasse con 5 scale a colori; indice a coltello; vite esterna per la correzione dello zero. Flangia « Cristallo » gran luce in metacrilato.

STRUMENTO Cl. 1,5, 200 µA, 500 Ω, tipo a bobina mobile e magnete permanente.

COMMUTATORI di misura e di portata per le varie inserzioni.

CIRCUITO a ponte bilanciato con doppio triodo.

VOLTMETRO ELETTRONICO in cc.: resistenza d'ingresso 22 MΩ costante su tutte le portate. Precisione ± 2,5%.

VOLTMETRO ELETTRONICO in ca.: resistenze d'ingresso 1 MΩ con 30 pF in parallelo; campo nominale di frequenza da 25 Hz a 100 KHz ± dB; letture in volt efficace ed in volt picco picco. Precisione ± 3,5%.

OHMMETRO ELETTRONICO per la misura di resistenza da 0,2 Ω a 1000 MΩ; valore di centro scala 10; alimentazione con pila interna. Precisione ± 2,5°.

CAPACIMETRO BALISTICO da 500 pF a 0,5 F. Alimentazione a pila interna.

DISPOSITIVO di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.

ALIMENTAZIONE con cambio tensione universale da 110 V a 220 V 50 Hz. Potenza assorbita 5,5 W.

COMPONENTI di prima qualità; resistenze a strato Rosenthal con precisione del ± 1%, valvole, semiconduttori e condensatori Philips.

VALVOLE e SEMICONDUTTORI: n. 1 valvola SQ « ECC » 186, n. 2 diodi al germanio, n. 2 diodi al silicio.

COSTRUZIONE semiprofessionale.

ACCESSORI IN DOTAZIONE: cavetto per collegamento comune di massa, puntale nero per Vcc. con resistenza incorporata cavetto schermato e spina per jack, puntale rosso per Vca. e Ohm; istruzioni dettagliate per l'impiego.

Resistenza d'ingresso
22 MΩ cc - 1 MΩ ca

PRESTAZIONI:

V ca	7 portate	1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 V
V ca (eff.)	7 portate	1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 V
V ca (p. p.)	7 portate	4 - 14 - 40 - 140 - 400 - 1400 - 4000 V
Output in dB	7 portate	da —20 a +65 dB
Ohmmetro	7 portate	1 - 10 - 100 KΩ - 1 - 10 - 100 - 1000 MΩ
Cap. balistico	6 portate	0,5 - 5 - 50 - 500 - 5000 µF - 0,5 F

ACCESSORI SUPPLEMENTARI:

Puntale per alta tensione mod. AT. 1001 per misure fino a 30 KVcc. Resistenza d'ingresso globale, con puntale inserito 2200 MΩ, fattore di moltiplicazione 100.
Portate: 150 - 500 - 1500 - 5000 - 15.000 - 50.000 V (30 KVmax).

Sonda per radiofrequenza mod. RF. 1001 con campo nominale di misura da 1 KHz a 250 MHz. Letture in volt efficace; massima tensione e radiofrequenza 15 V di picco; condensatore di blocco per 500 Vcc.

Puntale alta tensione AT.-1001

Sonda radio frequenza RF.-1001

Provavalvole e provatransistori 891

SEZIONE PROVAVALVOLE

SCATOLA in metallo bicolore grigio munita di maniglia. Dimensioni mm 410 x 265 x 100. Peso g 4650.

STRUMENTO Cl. 1,5, 1 mA, 50 Ω, tipo a bobina mobile e magnete permanente.

EMISSIONE: la prova di emissione viene eseguita in base alle tabelle riportate sul libretto d'istruzioni. L'efficienza si rileva direttamente dalla scala a settori colorati.

CORTOCIRCUITI e dispersioni rivelati da lampada al neon.

DISPOSITIVO di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.

VALVOLE: americane ed europee di tutti i vecchi tipi ed inoltre è prevista la prova per le valvole Decal, Magnoval, Nuvistor, cinescopi TV dei tipi a 90° e 110°.

ALIMENTAZIONE con cambiotensione universale da 110 V a 220 V 50 Hz. Potenza assorbita 35 W.

SEZIONE PROVATRANSISTORI

Si possono provare tutti i tipi di transistori NPN o PNP normali e di potenza e tutti i diodi comunemente impiegati nel settore radio TV.
Le prove valgono sia per i tipi al germanio che per i tipi al silicio.
Con questo strumento si verificano: cortocircuiti, dispersioni, interruzioni e guadagno di corrente β.
Tutte le prove che l'apparecchio effettua sono prive di qualsiasi pericolosità sia per i semiconduttori in prova che per l'apparecchio.

Oscilloscopio 330 da 3" per impieghi generali.

SCATOLA in metallo grigio munita di maniglia. Dimensioni mm 195 x 125 x 295. Peso g 3300.

AMPLIFICATORE VERTICALE: campo di frequenza nominale da 20 Hz a 3 MHz ± 1 dB; resistenza d'ingresso 10 MΩ e 15 pF in parallelo sulla portata x 10, 1 MΩ e 50 pF in parallelo sulla portata x 1; massima tensione applicabile all'ingresso 300 V pp.; sensibilità 30 mV efficaci/cm.

AMPLIFICATORE ORIZZONTALE: campo di frequenza nominale da 20 Hz a 50 KHz ± 1 dB; resistenza d'ingresso 1 MΩ; sensibilità 500 mV efficaci/cm.

ASSE DEI TEMPI: da 20 Hz a 25 KHz in 6 gamme con generatore interno.

SINCRONIZZAZIONE interna, esterna ed alla frequenza rete.

COMANDI DI CENTRATURA orizzontale e verticale.

TENSIONE DI CALIBRAZIONE incorporata da 1 V pp.

ALIMENTAZIONE con cambiotensione universale da 110 a 220 V. 50 Hz. Potenza assorbita 35 W.

VALVOLE e SEMICONDUTTORI IMPIEGATI: n. 1 tubo a raggi catodici DG7-32, n. 2 ECF 80, n. 1 EF 80, n. 1 ECC 81, n. 1 EZ 80 e n. 2 diodi al germanio OA95.

COSTRUZIONE semiprofessionale con componenti di prima qualità.

ACCESSORI IN DOTAZIONE: puntali di misura e istruzioni dettagliate per l'impiego.

Filiali: 20122 Milano: Via Cosimo del Fante 14 - Tel. 83.33.71 • (Munchen) 8192 GARTENBERG - Edelweissweg 28

Per informazioni richiedeteci fogli particolareggiati o rivolgetevi presso i rivenditori radio TV

con quelli di L 1 - L 4, o viceversa, in modo che le frequenze ricevibili risultino essere le seguenti:

Gamma	MHz
D	40 - 14,3
E	14,3 - 5,4
F	5,4 - 2

La messa in passo fra i circuiti d'antenna e dell'oscillatore resta enormemente facilitata dalla presenza di C 2. Basterà osservare di quanto occorre variarne la capacità nei vari punti di ricezione per conoscere immediatamente se occorre aumentare o diminuire l'induttanza di L 1, L 2, L 3 agendo sui rispettivi nuclei.

È ovvio che se, ad esempio, in certi punti di una gamma, C 2 dà un massimo di segnale risultando tutto aperto, ciò significa che occorre diminuire l'induttanza della bobina che si trova inserita (svitando il nucleo), mentre occorrerà aumentarla (avvitando più a fondo il nucleo) verificandosi il caso opposto.

Un allineamento perfetto in ogni punto di ricezione lo si sarà ottenuto quando, in corrispondenza di qualsiasi frequenza, C 2 non dovrà mai essere ruotato nelle posizioni di tutto aperto o di tutto chiuso per avere il massimo segnale. In pratica, ciò si ottiene facilmente sull'estensione completa di ogni gamma, tarando per la massima uscita L 1, L 2, L 3 alle frequenze di circa 2,5 - 6,2 - 20 MHz. Così procedendo, se le capacità residue non sono troppo diverse da quelle preventivate, si ottiene automaticamente un allineamento perfetto anche su tutte le altre frequenze.

Occorrerà poi redigere una tabella di rispondenza fra posizione in gradi dell'indice di C 3 - C 17 e di C 4 - C 19 e le frequenze ricevute, non essendo ovviamente possibile tracciare una cinquantina di scale sul pannello frontale, tarandole direttamente in megahertz od in metri.

Per compilare detta tabella occorrerà procedere come già spiegato all'inizio, ossia partendo da 40 MHz con tutti i variabili aperti, per giungere sino a 33,9 MHz circa, con C 3 - C 17 chiusi. Aprendo poi del tutto questi ultimi, si sostituisce la loro capacità con quella di C 4 - C 19, in modo da ricevere nuovamente i 33,9 MHz non più al termine della prima sottogamma ma all'inizio della seconda. Chiudendo nuovamente C 3 - C 17 si giunge allora, gradualmente, sino a 30 MHz circa; si riportano le posizioni in gradi assunte dagli indici di C 3 - C 17 e C 4 - C 19 sulle rispettive scale e si riaprono C 3 - C 17 compensando la capacità che così si sottrae, inserendo altrettanta capacità in più mediante C 4 - C 19, e così via fino al termine di ogni gamma, sia essa la « D » la « E » o la « F ».

Completata la tabella si potrà conoscere ad ogni istante come disporre i variabili di sintonia ed il commutatore di gamma per ricevere una determinata frequenza. Nessuna taratura richiede la posizione AM, dato che è già tarata con frequenze desumibili dai dati ricavati per la gamma « E ».

Nella posizione « FM », invece, l'entrata resta predisposta per una F.I. di 10,7 MHz. Collegando allora esternamente all'apposita presa coassiale contraddistinta « FM » un convertitore adatto od il sintonizzatore premontato PMS/A, che ha appunto una uscita di 10,7 MHz, è possibile ricevere in modulazione di frequenza la gamma che si estende da 87,5 a 108 MHz.

Invece del sintonizzatore succitato si può anche usare il gruppo di conversione G.B.C. Z/172-1 che offre il grande vantaggio di avere un condensatore variabile incorporato già provvisto di una forte demoltiplica che facilita grandemente la ricerca delle stazioni.

Se a quest'ultimo gruppo si toglie una spira a ciascuna delle due grosse bobine avvolte in aria con filo nudo, che si trovano sotto il variabile, e si sostituiscono i due transistor esistenti (SFT 358-SFT 357) con altri transistor tipo AF106, è possibile ricevere in modulazione di frequenza la gamma che si estende da 108 a 126 MHz ed adatta per la ricezione di certe gamme

ELENCO MATERIALI

Sigla	Descrizione	N° G.B.C.
Resistenze		
R1, R13	5,6 kΩ; ½ W	DR/32
R2	47 kΩ; ½ W	DR/32
R3	potenziometro 10 kΩ log.	DP/850
R4	potenziometro 4,7 kΩ log.	DP/850
R5	560 Ω ; ½ W	DR/32
R6	1500 Ω ; ½ W	DR/32
R7	1000 Ω ; ½ W	DR/32
R8, R12	0,47 MΩ; ½ W	DR/32
R9	820 Ω ; ½ W	DR/32
R10	2200 Ω ; ½ W	DR/32
R11	390 Ω ; ½ W	DR/32
Condensatori		
C1	5,6 pF, ceramico	B/15
C2, C14	3,5-30 pF, microcompesatore	O/61
C3, C17	cond. variabile ad aria AM/FM	O/174-1
C4, C19	cond. variabile a dielettr. solido 200 + 200 pF	—
C5	10.000 pF a disco	B/144-1
C6, C7	100.000 pF a disco	B/144-4
C8	16 μF/10 V elettrolitico	B/296
C9	100 μF/ 3 V elettrolitico	B/326
C10	22.000 pF/30 V	B/178-6
C11	400 μF/15 V, elettrolitico	B/352-7
C12	64 μF/10 V, elettrolitico	B/295
C13	33 pF, ceramico	B/15
C15, C20	1000 pF; 5%, polistirolo	B/27
C16	10 pF, a mica	B/90
C18	560 pF, ceramico	B/11
C21	200 μF/25 V, elettrolitico	B/348
C22	4700 pF, ceramico	B/178
Varie		
Q1	transistor AF106	—
Q2	transistor AF170	—
PMI/A	amplificatore F.I.-AM/FM - premontato	Z/175
PMB/A	amplificatore B.F. - premontato	Z/174
RL	altoparlante 0,8 W - 12 Ω	A/408-1
BT	2 batterie piatte 4,5 V	I/743
I1	interruttore unipolare	GL/1190
I2	deviatore bipolare	GL/3340
BF	jack da pannello	GP/340
—	spinotto	GP/1030
A2, FM	presa da pannello coassiale	GO/30
—	spina coassiale	GO/150
M1	microamperometro 200 μA	T/2004
S7, S8	jack a pulsante	GM/70
S1 . . . S6	commutatore 6 vie, 7 posizioni	GN/970
—	ancoraggio per oscillatore	GB/2850
D1	diodo AAZ15	—
A1	antenna telescopica 1230 mm	NA/240
L1 . . . L6	vedere testo	—
—	6 supporti	O/679
—	6 nuclei per supporti O/679	O/622-6
L7	media frequenza 3° stadio	O/186-3

aeronautiche. In detto gruppo vi sono poi, in parallelo alle bobine, dei compensatori in ceramica; escludendoli, la gamma ricevibile sale ancora oltre, sino a 126 ÷ 156 MHz, permettendo così di ricevere altre stazioni interessanti non convenzionali.

Il gruppo PMI/A è provvisto di un filtro per FM che fa capo alle prese 4 e 5. Può essere utilizzato se si prevede di applicacare all'esterno del ricevitore un gruppo FM per le frequenze convenzionali che vanno da 87,5 a 108 MHz, oppure omesso del tutto (eliminando i cavetti schermati contrassegnati 4 e 5 in fig. 3).

Chi desidera utilizzarlo deve ricordare che il cavetto n. 4 è l'entrata del filtro che quindi va collegata all'uscita del convertitore o sintonizzatore esterno, mentre il cavetto schermato n. 5 è l'uscita del filtro che va inviata direttamente al cavetto n. 6 del gruppo PMI/A.

Per finire, non resta che dire qualche parola a proposito del B.F.O. Esso può essere messo a punto per ultimo e se non vi sono errori o componenti con valori troppo diversi da quelli preventivati, deve dare il battimento zero con il nucleo regolabile di L 7 un poco più estratto rispetto alla sua posizione normale di taratura. La capacità di C 14 è più che sufficiente per compensare anche forti differenze senza tuttavia far rinunciare ad una fine regolazione.

Questo ricevitore, dalle notevoli possibilità, è così congegnato che anche se realizzato in modo non troppo ortodosso, permette di ottenere dei risultati positivi.

G.A.U.

E' stato immesso sui mercati di alcuni paesi europei un nuovo tipo di radiatore triangolare da 800 W.
In ogni casa ci sono delle stanze che vengono usate solo per brevi periodi: bagno, cantina, spogliatoi, attici, ecc. Si tratta di ambienti che possono essere riscaldati economicamente sfruttando il fenomeno della convezione. I riscaldatori radianti all'infrarosso offrono la soluzione ideale al problema, in quanto producono immediatamente il riscaldamento richiesto.
Il riscaldatore di quarzo ad infrarosso scalda immediatamente appena si preme l'interruttore e il suo speciale riflettore di alluminio a elementi congiunti permette di dirigere come si vuole il calore.
Per il rivestimento impermeabile ed i materiali resistenti alla corrosione l'apparecchio può essere usato in ambienti momentaneamente umidi, sia all'interno che all'esterno. Di gradevole forma triangolare e compatta, può essere facilmente inserito anche nei vani più piccoli.

Un apparecchio riproduttore da adoperare per le cassette « major » contenenti otto ore di musica continua sta per essere lanciato sul mercato. L'apparecchio, siglato LGC 2000, dopo aver funzionato automaticamente per otto ore, scatta indietro pronto a riprendere dall'inizio.
Il riproduttore LGC 2000 dispone di un amplificatore inserito, abbastanza potente per alimentare 48 altoparlanti.
Usando un'incisione di tipo particolare, due piste possono essere utilizzate per diffondere avvisi, mentre le altre due continuano a diffondere musica. Quando è il momento del parlato, la musica tace automaticamente. La musica s'interrompe anche quando viene usato un microfono per annunci e comunicazioni.
L'apparecchio aggiunge alle eccellenti prestazioni un altro fattore importante: il prezzo decisamente competitivo. Il reparto che si occupa della musica funzionale spera di diffondere questo nuovo genere anche ad uso domestico. Ogni mese saranno presentate otto nuove cassette da otto ore.

DISPOSITIVI ELETTRONICI PER FOTOMETRIA

a cura di L. Biancoli

SECONDA PARTE

A conclusione dell'argomento iniziato con l'articolo di precedente pubblicazione, riferito al funzionamento degli esposimetri, descriviamo in questa occasione il principio di funzionamento ed una pratica applicazione di un dispositivo mediante il quale — con l'aiuto di una cellula fotoelettrica — è possibile ottenere la regolazione automatica dell'apertura del diaframma in funzione dell'intensità della luce. Le applicazioni di questo tipo sono oggi assai diffuse, sia nelle macchine fotografiche, sia nelle cineprese, tanto nei modelli di qualità elevata, quanto nei modelli economici.

Uno dei risultati più rilevanti agli effetti della produzione di apparecchiature fotografiche, conseguito all'incirca nel 1950, è stata l'introduzione in commercio — con notevole successo — delle macchine fotografiche e delle cineprese munite di un esposimetro incorporato. Si trattava di macchine da ripresa contenenti un dispositivo automatico per la misura del tempo di esposizione, controllato da una fotocellula. In un primo tempo, l'applicazione è stata eseguita esclusivamente nei confronti delle macchine fotografiche, ma — successivamente — il principio è stato perfezionato al punto tale da consentirne l'applicazione anche sulle cineprese a passo ridotto.

CENNI STORICI

In effetti, la Kodak aveva già introdotto sul mercato una macchina fotografica a funzionamento completamente automatico, sin dal 1938, ma si trattò di un esemplare di cui venne ben presto cessata la produzione in quanto il suo costo era talmente elevato, da non renderla commerciabile agli effetti pratici.

Diciotto anni più tardi, la Bell & Howell creò la cinepresa automatica da 16 millimetri modello 200EE, nella quale il meccanismo automatico consisteva in un diaframma che si regolava da sè, azionato da un servomeccanismo accoppiato ad una cellula fotovoltaica al selenio. Per il suo

funzionamento era necessario impiegare una piccola batteria al mercurio, che forniva al servomeccanismo la tensione di alimentazione.

Nel 1957, la medesima Fabbrica introdusse sul mercato un nuovo tipo di macchina completamente automatica, e senza batteria di alimentazione, consistente nella cinepresa a passo ridotto ad 8 millimetri modello 290. Questa macchina rappresentava un notevole progresso, in quanto la regolazione meccanica del diaframma veniva effettuata direttamente ad opera dell'energia elettrica di pochi microwatt, fornita dalla cellula fotovoltaica al selenio. Si trattò di un vero e proprio successo commerciale, in quanto questo modello trovava vaste possibilità di mercato, dal momento che ne permetteva l'impiego anche da parte di quella grandissima massa di dilettanti che non avevano una esperienza sufficiente per stabilire quale fosse l'apertura ideale del diaframma.

Dopo tale evento, nel volgere di pochi anni, praticamente tutte le case produttrici di macchine fotografiche e di cineprese riuscirono ad equipaggiare i loro modelli con dispositivi automatici di questo tipo. Tra le altre, una Fabbrica, e precisamente la Elgeet Optical Company creò inoltre un obbiettivo supplementare, munito di diaframma automatico, mediante il quale era possibile trasformare le cineprese di tipo convenzionale in modelli a funzionamento automatico. Un altro dispositivo venne prodotto dalla Polaroid Corp., che poteva essere applicato sulle macchine fotografiche, adatto al funzionamento con pellicole ad esposizione assai rapida. Questo dispositivo consisteva in un otturatore automatico, funzionante col principio del soffietto ad aria compressa: infatti, la velocità di uscita dell'aria da un'apposita apertura veniva sfruttata per controllare la durata dell'esposizione. A tale scopo, una cellula fotovoltaica al selenio faceva funzionare uno sportellino che si apriva o si chiudeva a seconda della luinosità della scena ripresa dall'obbiettivo, coprendo o scoprendo piccoli fori attraverso i quali l'aria poteva uscire.

Da tutto ciò è facile dedurre che l'impiego di una cellula fotoelettrica per il controllo del funzionamento delle macchine da ripresa non è stato considerato soltanto dal punto di vista della regolazione del diaframma, bensì anche da quello della regolazione automatica del tempo di esposizione.

Naturalmente, le macchine da ripresa munite di dispositivi automatici di questo tipo non sono prive di inconvenienti. Ciò nonostante, esiste una tendenza sempre maggiore ad incorporare i dispositivi di questo tipo anche nelle macchine più economiche. Contemporaneamente, mano a mano che le apparecchiature automatiche di controllo vengono sviluppate grazie ai naturali progressi, la tendenza è anche quella di applicarli in modo sempre più frequente e completo anche sulle macchine di tipo professionale, e quindi di costo assai elevato.

ESEMPIO DI DISPOSITIVO PER LA REGOLAZIONE AUTOMATICA DEL DIAFRAMMA

La **figura 1** illustra schematicamente il principio di funzionamento di un dispositivo automatico per la regolazione del diaframma, e precisamente il tipo adottato dalla Bell & Howel in un modello di sua produzione. Vedremo più avanti in dettaglio quale sia il suo principio di funzionamento, sebbene esso sia del tutto intuitivo.

Naturalmente, il tipo descritto non è che uno dei numerosi sistemi che sono stati impiegati per ottenere il medesimo risultato: tuttavia, ci dilungheremo sul suo funzionamento unicamente in quanto il principio è sempre il medesimo, nonostante le eventuali varianti che possono essere apportate.

La formula basilare dell'esposizione

La formula principale in base alla quale è possibile determinare le caratteristiche di esposizione fotografica è la seguente:

$$T = \frac{K A^2}{B S}$$

nella quale:

T = tempo di esposizione espresso in minuti secondi,

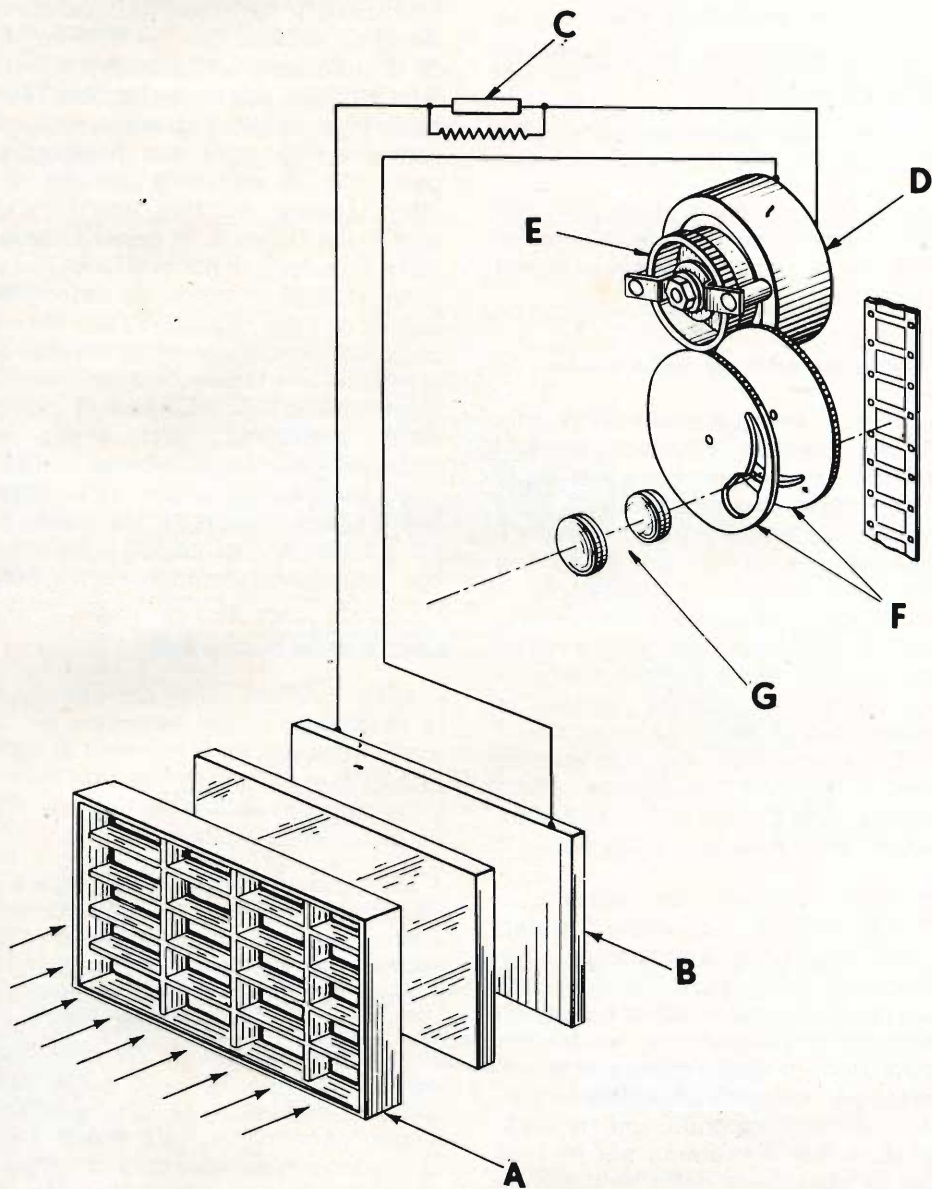



Fig. 1 - Rappresentazione schematica di un dispositivo tipico per la regolazione automatica del diaframma, consistente in un filtro a telaio (A), in una fotocellula (B), in un termistore in parallelo ad una resistenza (C), in uno strumento a bobina mobile (D) munito di un ingranagio (E), in una coppia di dischi con apertura a sagoma (F) ed in un obbiettivo (G).

A = apertura del diaframma, espressa in valori « f »,

B = luminosità del soggetto, espresso in candele per piede quadrato,

S = indice di sensibilità della pellicola, espresso in A.S.A.,

K = costante, il cui valore è solitamente compreso tra 1 ed 1,35.

Questa formula si rivela assai utile agli effetti della determinazione della luminosità di una scena, quando sono noti alcuni degli altri fattori.

Portata dell'illuminazione della scena

La massima intensità luminosa riscontrabile in una scena in condizioni normali è quella attribuitale direttamente dalla piena luce solare, considerata pari a 10 mila candele per piede quadrato, e corrispondente nel nostro sistema di misura a 100.760 lux. La suddetta luminosità — tuttavia — varia considerevolmente, a seconda del colore del soggetto, e della posizione relativa del sole, del soggetto stesso, e della macchina da ripresa; le scene nelle quali si ha — ad esempio — uno sfondo nevoso sono naturalmente le più luminose, e se il coefficiente medio di riflessione ammonta al 50%, la luminosità equivale in pratica a 171.200 lux.

La luminosità minima che consenta la ripresa fotografica di una scena è determinata dalla massima apertura del diaframma, nonché dalla sensibilità della pellicola. Ciò premesso, nei confronti delle cineprese, partiamo dal presupporto che l'otturatore funzioni in modo tale da determinare un tempo costante di apertura pari ad 1/30 di minuto secondo, che la massima apertura del diaframma sia pari ad f.2, e che la sensibilità della pellicola — espressa in A.S.A. — sia pari a 40. In tal caso, in base alla formula precedentemente citata, considerando il fattore K = 1, si ottiene la riduzione ad 1/30 = 4:B
da cui

B = 3 « footcandle »

Questo valore, moltiplicato per il fattore di conversione « π », diventa pari grosso modo a 10 « foot-lambert ».

Illuminazione della fotocellula

Per far sì che l'elemento fotosensibile funzioni con un determinato angolo di incidenza della luce, con un determinato rendimento, nonché con un determinato grado di diffusione o di concentrazione della luce riflessa dal soggetto, tra la sua superficie sensibile e la sorgenete luminosa conviene interporre una struttura a telaio costituita da un certo numero di pareti intersecantisi, del tipo illustrato appunto con A alla figura 1. In genere, questi telai (che prendono il nome di « baffle ») vengono studiati in modo da determinare un angolo di incidenza di 40°, per cui — quando il loro rendimento non è sufficiente — la fotocellula può subire un'illuminazione (espressa in « footcandles ») pari ad 1/6 della luminosità della scena ripresa, espressa in « foot-lamberts ». Ciò significa che l'illuminazione della fotocellula può essere compresa tra 10/6, pari ad 1,7 e 5.000/6, pari ad 830 « footcandles », con una gamma compresa tra 500 ed 1.

Uscita della fotocellula

Nella maggior parte dei casi, si ottiene la realizzazione più semplice se la gamma di intensità delle correnti di uscita fornite dalla cellula compresa tra valori aventi un rapporto da 500 ad 1, viene compressa in un'unica scala.

Riferendoci al grafico di **figura 2**, che illustra le variazioni di intensità della corrente di uscita in funzione della resistenza del carico, si osserva che — per qualsiasi portata di illuminazione, la resistenza di carico R_C può essere scelta con un valore abbastanza elevato da rendere lineare la variazione della corrente I_O, mentre la variazione dell'intensità di illuminazione è di tipo geometrico. Tale scelta del valore di R_C determina una caratteristica ideale di uscita da parte dell'elemento fotosensibile, in quanto — nel campo fotografico — i gradi di apertura f del diaframma aumentano o diminuiscono in modo lineare, mentre l'illuminazione aumenta o diminuisce geometricamente.

Scelta del valore della resistenza di carico

In pratica, la scelta del valore di R_C dipende non soltanto dalle condizioni ideali

di cui sopra, bensì anche dalla necessità di ottenere una forte corrente di uscita con basse intensità di iluminazione, nonché dal fatto che l'equipaggio mobile dello strumento indicatore, nella gamma di intensità di corrente con cui deve funzionare, può essere realizzato assai più facilmente con valori resistivi compresi tra 500 e 3.000 ohm.

venta maggiormente costante, attraverso l'intera gamma di intensità luminosa.

In alcuni casi, la bobina mobile dell'equipaggio dello strumento indicatore viene avvolta con una resistenza di valore relativamente basso, dell'ordine cioé di 500 ohm, mentre il suo movimento viene compresso in corrispondenza dell'estremità alta della scala, per ottenere un responso

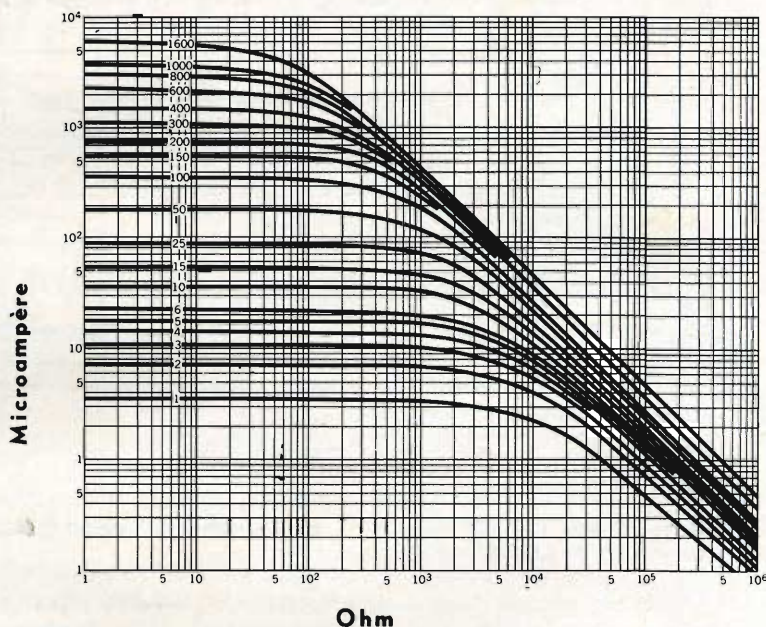



Fig. 2 - Grafico illustrante le variazioni di intensità della corrente di uscita fornita da una cellula fotovoltaica al selenio, in funzione del valore della resistenza di carico, per una superficie attiva della cellula fotoelettrica pari a 6,5 centimetri quadrati circa. Sull'asse verticale sono riportate le variazioni dell'intensità della corrente di uscita in microampère, mentre sull'asse orizzontale sono riportate le variazioni della resistenza di carico, espresse in ohm. Ciascuna delle curve riportate è contrassegnata da un numero che rappresenta l'intensità luminosa espressa in « foot-candle ».

Una ulteriore considerazione che è bene effettuare è l'aumento del coefficiente di temperatura di uscita della fotocellula, e quindi la maggiore necessità di apportare una compensazione termica nella resistenza della bobina di rame, se questa è per se stessa di valore elevato. Tuttavia, se la resistenza totale supera il valore di 3.000 ohm, il coefficiente termico della caratteristica di uscita della fotocellula di-

pressoché logaritmico. Ciò comporta il vantaggio che non occorre ricorrere all'impiego di un termistore nel circuito di carico, per compensare le variazioni dovute alla temperatura. In tal modo, si eliminano le perdite che normalmente si verificano internamente al termistore, ma questo vantaggio viene in parte neutralizzato dal fatto che con un valore così ridotto della resistenza di carico non è pos-

sibile ottenere la massima energia di uscita da parte dell'elemento fotosensibile.

In genere, la sensibilità di un equipaggio mobile del tipo D'Arsonval aumenta con l'aumentare del numero delle spire, corrente che in essa circola. Di conseguenza, per ottenere il massimo rendimento nella combinazione di una fotocellula e di uno strumento, il numero di spire deve essere reso ideale rispetto all'au-

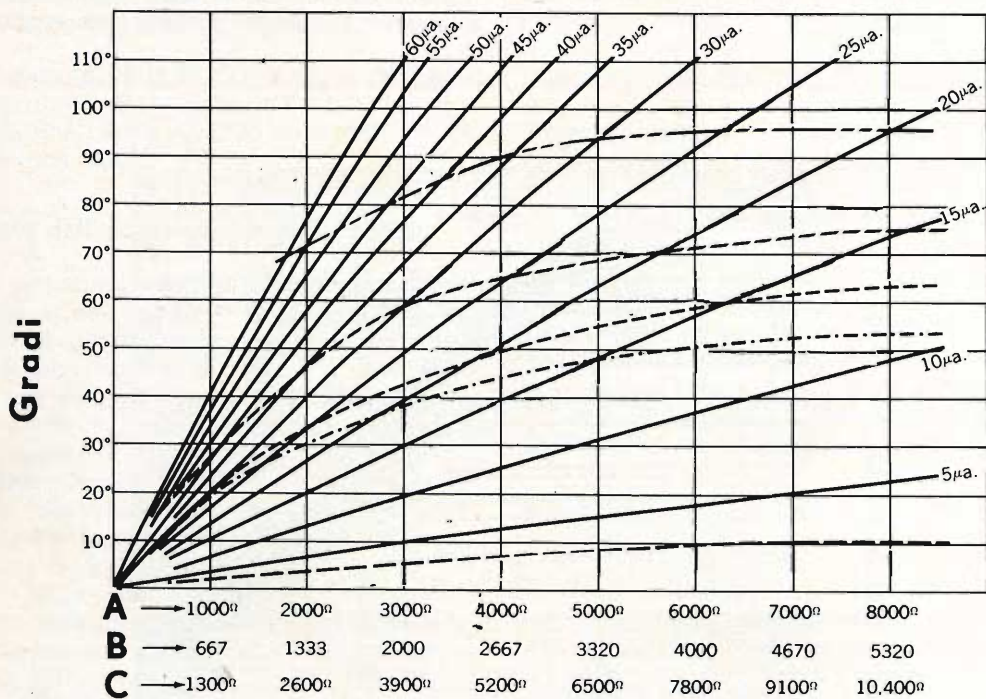



Fig. 3 - Metodo grafico per ottenere l'adattamento ideale tra le caratteristiche di funzionamento della fotocellula, e la resistenza interna della bobina mobile dello strumento. Sull'asse verticale sono riportati i valori di deflessione della bobina mobile espressi in gradi di rotazione, mentre sull'asse orizzontale sono riportati i valori di resistenza ohmica della bobina mobile sulla scala A, i vari numeri di spire corrispondenti, sulla scala B, ed i valori globali risultanti dalla combinazione in parallelo della resistenza e del termistore con una temperatura di 70 °F, sulla scala C.
Le curve in tratto continuo sono contraddistinte dal valore in micro-ampère della corrente fornita dalla fotocellula, mentre le curve tratteggiate rappresentano le caratteristiche dinamiche degli elementi fotosensibili, corrispondenti a quanto segue: 1ª curva (in alto): cellula da 1 pollice quadrato, a 25 « foot-candle »; 2ª curva, cellula da 2 pollici quadrati con 10 « foot-candle »; 3ª curva, cellula da 1 pollice quadrato, con 10 « foot-candle »; 4ª curva cellula da 1 pollice quadrato con termistore, e con 10 « foot-candle ».

ma ciò — ovviamente — determina un aumento della sua resistenza specifica.

Se il suddetto equipaggio viene collegato all'uscita di una cellula fotovoltaica, l'aumento della resistenza interna determina una diminuzione di intensità della mento di resistenza considerato. La **figura 3** illustra un metodo grafico per ottenere questo risultato.

In primo luogo, si procede a tracciare una famiglia di curve illustrante l'angolo di deflessione dell'indice in funzione di un

determinato numero di spire, per una certa gamma di valori dell'intensità della corrente. L'esempio riportato alla figura 3 è riferito ad uno strumento ipotetico, la cui deflessione in funzione del numero di spire è rappresentata in una famiglia di curve radiali, come appunto quelle illustrate. Al di sopra della scala riportante i vari numeri di spire lungo l'asse orizzontale (B), si trova una scala di resistenze corrispondente a ciascun numero di spire (A), e — al di sotto — una scala di valori tipici di resistenza (C) nei quali figura anche quella presentata dal termistore, anch'essi corrispondenti ad ogni singolo numero di spire.

Successivamente, si provvede a tracciare sullo stesso grafico le curve illustranti la variazione di intensità della corrente di uscita dell'elemento fotosensibile, in funzione del valore della resistenza di carico, in corrispondenza di vari livelli di illuminazione, che è possibile riscontrare in pratica. Ciò viene fatto impiegando la famiglia di curve di corrente come una specie di sistema di coordinate polari. Come si può osservare, queste curve si approssimano ad un massimo di deflessione, in corrispondenza della quale giungono alla saturazione in quanto la resistenza — e quindi il numero delle spire — aumenta proporzionalmente.

È facile osservare che le condizioni di saturazione si verificano più rapidamente, sia quando la superficie dell'elemento fotosensibile è maggiore, sia quando è maggiore l'intensità di illuminazione, sia ancora quando si fa uso di un termistore.

Su ciascuna delle curve di illuminazione di cui sopra, la parte che precede l'appiattimento indica la resistenza dello strumento, ed il numero corrispondente di spire per la combinazione più efficiente tra la fotocellula e lo strumento.

La forma dell'iniviluppo della famiglia di curve di intensità di corrente di cui alla figura 3 dipende da un certo numero di caratteristiche costruttive, dello strumento, tra cui la tensione meccanica delle molle antagoniste, l'intensità del campo magnetico, e la larghezza del traferro.

Occorre ora considerare che, sebbene le curve di figura 3 siano riferite ad uno strumento ipotetico, avente una deflessione pressoché lineare, è bene tener presente che la deflessione dell'indice può essere prevista assai facilmente con caratteristiche logaritmiche, in funzione dell'intensità della corrente. Nei confronti degli strumenti di questo tipo, il metodo di progetto testé descritto rimane il medesimo.

LA COMPENSAZIONE TERMICA

Per valori della resistenza di carico superiori a 1.000 ohm, in particolare agli effetti delle cellule fotovoltaiche al selenio, aventi una superficie sensibile maggiore di 4,5 centimetri quadrati, è possibile collegare una combinazione in parallelo tra una resistenza ed un termistore, in serie alla bobina dell'equipaggio mobile, sia per compensare il coefficiente termico di uscita della fotocellula, sia per equilibrare le variazioni della resistenza dell' avvolgimento di rame dovute alla temperatura.

I fattori che intervengono agli effetti della determinazione della compensazione termica sono assai numerosi, e presentano tra loro relazioni a volte assai complesse. Tali fattori, quali l'intensità di illuminazione, il valore della resistenza di carico, l'ammontare della superficie sensibile della cellula, ed il coefficiente termico della bobina dello strumento, devono essere tutti tenuti nella dovuta considerazione. In genere, se la resistenza dello strumento è di 1.500 ohm o maggiore, è consigliabile adottare un metodo di compensazione che presenti un rendimento pari allo 0,3% per ogni °F, entro una gamma di temperature compresa tra 0 e 100 °F. Questo è naturalmente un valore ideale, tale cioé da fornire risultati sufficientemente precisi nel campo della fotografia, pur contenendo entro il minimo indispensabile il valore della resistenza di compensazione.

In genere, i fabbricanti di termistori forniscono nei dati tecnici del loro prodotto le caratteristiche generiche di applicazione. Di conseguenza, la consultazione dei suddetti dati è di notevole importanza agli effetti della determinazione del tipo più indicato per ogni caso specifico.

Una soluzione per la scelta opportuna dell'elemento di compensazione termica

consiste nel creare una tabella dei valori ipotetici, partendo dal presupposto che la correzione debba ammontare allo 0,3% per grado Farenheit. A titolo di esempio, riportiamo qui una tabella riferita ad uno strumento, il cui equipaggio mobile presenta una resistenza interna di 2.000 ohm.

La prima riga orizzontale della suddetta tabella ha inizio con un valore di 400 ohm del termistore, in corrispondenza della temperatura ambiente. Supponendo che la correzione debba essere dello 0,3% per °F, per una gamma di temperature estesa per 100 °F, il minimo per il valore teorico X della resistenza di compensazione è:

$$X = \frac{(0{,}3\%)\ (100\ ^\circ F)}{2}\ (2.000 \times X)$$

ossia

$$X = (0{,}15 \times 2.000 + X)$$

da cui

$$X = 300 + 0{,}15X$$

ed infine

$$0{,}85X = 300$$

da cui

$$X = 353$$

La **tabella 1** indica che il valore medio più indicato del termistore, per uno strumento avente una resistenza interna di 2.000 ohm, è compreso tra 500 e 600 ohm, il che è come dire tra 1/4 ed 1/3 della resistenza interna dello stesso strumento. Al di sotto di tale valore, il rapporto tra i valori massimo e minimo della resistenza del termistore è maggiore di quello ottenibile con i termistori di produzione commerciale; al di sopra di tale valore, si ottiene infatti una dissipazione inutile dell'energia fornita dalla cellula fotovoltaica, internamente al termistore.

L'elemento di compensazione può consistere in un semplice termistore, sempre che sia possibile procurarne uno avente una curva caratterizzata dall'inclinazione voluta, oppure può consistere in una combinazione in parallelo tra un termistore ed una resistenza. Quest'ultima consente solitamente di ottenere una curva di compensazione che si approssima assai meglio alla curva del coefficiente di temperatura del dispositivo, per cui consente un metodo mediante il quale le deflessioni dello strumento possono essere adattate ad ogni tipo di fotocellula analoga a quella normalmente impiegata per ottenere la regolazione automatica del diaframma.

FUNZIONAMENTO DEL DISPOSITIVO

Prima di procedere nell'esposizione teorica delle caratteristiche di funzionamento, è bene chiarire a fondo il principio del dispositivo illustrato alla figura 1. In essa si può notare che il milliamperometro, contraddistinto dalla lettera D, anziché essere provvisto di un indice, come avviene nei comuni esposimetri, è munito di un ingranaggio che — mediante un comune accoppiamento meccanico — determina la rotazione di due dischi coassiali e solidali tra loro (indicati dalla lettera F), ciascuno dei quali è provvisto di una speciale finestra avente la forma tipica della goccia d'acqua. Come si può osservare, la direzione delle due aperture suddette è tale che — se i due dischi ruotano contemporaneamente in senso orario l'apertura risultante si stringe progressivamente lungo l'asse che passa attraverso le due lenti dell'obiettivo (B) e la pellicola (H). Per contro, se i due dischi ruotano in senso anti-orario, il diametro dell'apertura, o per meglio dire la sua superficie, risulta progressivamente maggiore.

L'equipaggio mobile dello strumento viene azionato ad opera della corrente fornita dalla fotocellula (B), la cui luce di eccitazione deve passare attraverso il « baffle » contraddistinto nella figura dalla lettera A. Tra quest'ultimo e l'elemento fotosensibile propriamente detto viene inserita una lastrina di vetro (non contrassegnata) avente una semplice funzione protettiva. Tra l'elemento fotosensibile ed i terminali della bobina mobile dello strumento è presente in serie la combinazione in parallelo tra il termistore e la resistenza, indicata dalla lettera C, per ottenere la compensazione termica di cui si è detto.

Qualsiasi intensità della luce che colpisce l'elemento fotosensibile determina pertanto la produzione di una corrente di determinata intensità da parte dell'elemento stesso, la quale — a sua volta — determina una certa deflessione dell'equi-

paggio mobile dello strumento. Tale deflessione, anziché risolversi in uno spostamento dell'indice su di una scala, come avviene nei milliamperometri convenzionali, si risolve in una rotazione dei due dischi coassiali che consentono la variazione dell'apertura del diaframma. Ovviamente, la polarità della corrente fornita dall'elemento fotosensibile e la polarità del collegamento alla bobina mobile dello strumento son tali da determinare una apertura del diaframma tanto maggiore

TARATURA DEI DISPOSITIVI AUTOMATICI PER LA REGOLAZIONE DEL DIAFRAMMA

La resistenza in parallelo che serve per modificare la curva di variazione della resistenza del termistore in funzione della temperatura, in modo da adattarla alle caratteristiche dinamiche della fotocellula, serve anche convenientemente come mezzo per accoppiare ciascun tipo di fotocellula all'equipaggio mobile dello strumento,

A	B	C	D	E	F	G	H
2000	400	2400	2760 (1.15 x 2400)	2040 (.85 x 2400)	760 (2760-2000)	40 (2040-2000)	19:1
2000	500	2500	2870 (1.15 x 2500)	2120 (.85 x 2500)	870 (2870-2000)	120 (2120-2000)	7.2:1
2000	600	2600	3000 (1.15 x 2600)	2210 (.85 x 2600)	1000 (3000-2000)	210 (2210-2000)	4.8:1
2000	700	2700	3100 (1.15 x 2700)	2300 (.85 x 2700)	1100 (3100-2000)	300 (2300-2000)	3.7:1
2000	800	2800	3230 (1.15 x 2800)	2380 (.85 x 2800)	1230 (3230-2000)	380 (2380-2000)	3.3:1

Tabella 1 - Determinazione delle caratteristiche dei vari componenti del dispositivo illustrato alla figura 1, in base ad un valore prestabilito della resistenza interna dello strumento. La colonna A raggruppa i valori della resistenza della bobina mobile, stabilito nel caso adottato come esempio a 2.000 ohm. La colonna B elenca i valori medi della resistenza presentata dal termistore. La colonna C elenca i valori globali risultanti dalla combinazione in parallelo tra il termistore e la resistenza. La colonna D elenca i valori massimi della resistenza globale, in corrispondenza di una temperatura di 0 °F. La colonna E elenca i valori minimi della medesima combinazione; la colonna F elenca i valori massimi della resistenza del termistore con temperatura di 0 °F; la colonna G elenca i valori minimi di resistenza del termistore con temperatura di 100 °F. La colonna H elenca infine i rapporti tra i valori massimo e minimo della resistenza presentata dallo stesso termistore.

quanto minore è l'intensità della luce che colpisce l'elemento fotosensibile, e quanto minore è quindi l'intensità della corrente prodotta da quest'ultimo. Il termistore e la resistenza, collegati tra loro in parallelo, apportano la necessaria compensazione nei confronti di qualsiasi variazione termica che si verifichi sia agli effetti delle caratteristiche di funzionamento della fotocellula, sia agli effetti della resistenza interna della bobina mobile dello strumento.

mediante la scelta del valore esatto della resistenza, tra un certo numero di valori disponibili. Questo metodo di taratura — tuttavia — può risultare efficace soltanto nei confronti dell'estremità della deflessione corrispondente alla più forte illuminazione, per la quale l'intensità della corrente fornita dall'elemento fotosensibile diventa una funzione iperbolica del valore della resistenza di carico. In corrispondenza di intensità luminose minori, per le quali una variazione della resistenza di carico presenta un effetto minore nei confronti

dell'intensità della corrente di uscita, lo adattamento per ottenere una taratura accurata può essere effettuato alterando opportunamente l'intensità del flusso magnetico presente intorno alla bobina mobile dello strumento, montando quest'ultimo con molle antagoniste aventi diversi gradi di tensione meccanica, oppure selezionando opportunamente nella quantità di produzione alcuni equipaggi mobili particolarmente adatti.

VALUTAZIONE DELLA SUPERFICIE MASSIMA DELLA FOTOCELLULA

Nella progettazione di macchine automatiche munite di fotocellula al selenio, il primo problema da affrontare consiste nell'attribuire all'elemento fotosensibile la massima superficie possibile. Ciò in quanto — agli effetti dei valori che vengono usati per la resistenza di carico — un aumento della superficie della cellula fotovoltaica determina un aumento pressoché proporzionale della corrente di uscita in corrispondenza di basse intensità di illuminazione, per le quali questo aumento di sensibilità è sempre auspicabile.

Dal momento che le cellule fotovoltaiche al selenio possono essere fabbricate pressoché in qualsiasi forma, tale cioé da utilizzare nel modo più opportuno lo spazio disponibile nella parte frontale di una macchina fotografica o di una cinepresa, occorre compiere ogni possibile sforzo in questo senso fin dalle prime fasi di progettazione della parte esterna della macchina. Il costo supplementare dovuto all'impiego di una cellula al selenio di maggiori dimensioni, o comunque avente una forma non standardizzata, è assai ridotto, in considerazione anche del fatto che — in tal caso — è possibile usare un equipaggio mobile assai meno sensibile, e quindi di costo assai più limitato.

CONCLUSIONE

Il dispositivo illustrato della figura 1 è già di per se stesso ad ottenere una buona regolazione dell'apertura del diaframma, per cui viene normalmente impiegato nella maggior parte dei tipi di macchine fotografiche e di cineprese di produzione commerciale. Tuttavia, è facile riscontrare che le variazioni di apertura del diaframma dipendono esclusivamente dall'intensità della corrente che l'elemento fotosensibile fornisce direttamente: ciò significa che — per quanto forte sia l'intensità della luce che colpisce l'elemento fotosensibile, e per quanto sensibile sia lo stesso equipaggio mobile, la rapidità del funzionamento, ossia la velocità con cui il diaframma viene regolato in funzione dell'intensità della luce « vista » dalla fotocellula, nonché la gamma di variazione in relazione alla gamma dei valori di luminosità, dipendono esclusivamente dalle caratteristiche dinamiche del sistema. Se a questo punto ci riferiamo ad alcuni tra i circuiti di principio considerati nella precedente occasione, è del tutto intuitivo che — disponendo di un circuito di misura caratterizzato da una maggiore sensibilità, come avviene nel caso di impiego di uno o due stadi di amplificazione della corrente fornita dalla fotocellula, è possibile ottenere una quantità di energia maggiore per comandare i movimenti dell'equipaggio mobile. Ciò significa disporre di una gamma di sensibilità più ampia (ossia di un intervallo più esteso tra la luminosità minima di eccitazione e quella massima), oltre ad una maggiore rapidità di reazione agli stimoli luminosi da parte dello strumento.

È quindi logico che — aumentando la sensibilità del dispositivo con l'aiuto di uno o due stadi di amplificazione, alimentati da una opportuna batteria — si ottiene un funzionamento assai più soddisfacente. Per questo motivo, le macchine da ripresa, sia per immagini statiche che per cinematografia, di classe più elevata, sono solitamente munite di dispositivi automatici per la regolazione del diaframma funzionanti con una certa amplificazione delle variazioni di corrente fornite dall'elemento fotosensibile.

Se infine si considera che — quando la energia elettrica che eccita lo strumento è minima — qualsiasi traccia di polvere, oppure una certa condensazione del lubrificante a causa della bassa temperatura, è in grado di rallentare il movimento dei dischi che regolano l'apertura del diaframma, va da sè che con una certa amplificazione è possibile vincere gli eventuali attriti. Da ciò deriva la maggiore efficacia dei dispositivi funzionanti con una certa amplificazione.

RADIO COMANDO

In questa seconda ed ultima parte dell'articolo l'autore descrive innanzitutto il circuito di comando del motore, di concezione molto originale, fornendo anche i dettagli per la costruzione e messa a punto; quindi passa a descrivere la realizzazione ed il funzionamento del trasmettitore. La funzionalità e la modernità dei circuiti adottati e la completezza dei dati forniti, garantiscono il successo a chiunque, tecnicamente preparato, affronti la realizzazione pratica di questo radiocomando.

SISTEMA DI RADIOCOMANDO PER MODELLI NAVIGANTI

PANNELLO 3

Questa parte del circuito, sotto vari aspetti la più complessa, rappresenta una soluzione volutamente « transistorizzata » del problema del comando del motore di trazione. Esistono infatti in commercio dispositivi elettromeccanici adatti allo scopo ed utilizzanti, tra l'altro, un solo canale di modulazione.

Si tratta però di attuatori del tipo sequenziale avanti - fermo - indietro - fermo - avanti, ecc. che evidentemente limitano le possibilità di manovra; per es. ogni volta che si arresta il motore dopo un percorso a marcia avanti, occorre dare 3 impulsi per ottenere di ripartire a marcia avanti. L'usura dei contatti, specie se si tratta di motori con assorbimento notevole, non è indifferente. Altro lato negativo è che quando accende il ricevitore, l'operatore non sa in quale delle quattro posizioni si trova l'attuatore sequenziale. Nella realizzazione in questione tali inconvenienti non si verificano e, malgrado il notevole numero di stadi, è possibile ottenere una grande sicurezza di funzionamento dopo una messa a punto che richiede soltanto l'impiego di un « tester ».

Il pannello è diviso in due parti molto simili fra loro destinate ad attuare i comandi del motore che, come già detto, sono due e indipendenti: acceso-spento e avanti-indietro. Il numero dei semiconduttori impiegati è notevole, ma è possibile usare materiale recuperato dalle « schede » dei calcolatori in disarmo cavandosela con poca spesa.

Esaminando stadio per stadio, lo schema di fig. 7, notiamo che quello di Tr1 è una ripetizione di quello di Tr_1 e Tr_4 della fig. 5: si tratta di un amplificatore selettivo il cui funzionamento e la messa a punto sono già state considerate. Nel caso presente però l'uscita del duplicatore di tensione è collegata attraverso R_5 (regolazione soglia) all'ingresso di uno speciale amplificatore formato da Tr_2 e Tr_3, denominato « trigger di Schmitt ». Tale dispositivo, di larghissimo impiego nel campo dei calcolatori digitali, contatori, ecc. agisce come «formatore» d'impulsi; variazioni della tensione al suo ingresso molto diverse sia come ampiezza che come velocità vengono trasformate in variazioni della tensione d'uscita molto rapide e di ampiezza costante. Per esempio tensioni sinusoidali vengono trasformate in quadre. Tornando alla fig. 7, notiamo che Tr_2 e Tr_3 non possono essere contemporaneamente conduttivi o interdetti a causa degli accoppiamenti «diretti» fra i due stadi.

In condizioni normali (senza tensione positiva proveniente dal duplicatore Tr_2 è in conduzione perché ha la base negativa rispetto all'emitter (si ha rispetto al + della batteria: base a — 0,45 e emitter a — 0,25 V). In queste condizioni la tensione di collettore è — 0,6 V, ossia Tr_2 è circa alla saturazione e più di tanto non può condurre. Tr_3 intanto ha la base polarizzata per mezzo di un partitore che prende tensione dal collettore di Tr_2 che si trova a 0,6 V.

Dato che gli emettitori sono a 0,4 V, la tensione base-emettitore di Tr_3 è nulla o positiva, il transistor stesso è interdetto e la tensione del suo collettore coincide pressapoco con quella della batteria. Quando giunge il segnale, la polarizzazione di Tr_2 cambia perché la resistenza regolabile R_5 anziché essere messa a massa attraverso i diodi D_2 e D_3, risulta collegata ad un generatore di tensione positiva rispetto alla massa stessa.

Se tale tensione è sufficiente, Tr_2 viene portato all'interdizione e la sua tensione di collettore sale permettendo alla base di Tr_3 di aumentare la sua polarizzazione. Tr_3 infatti passa alla saturazione facendo accelerare il processo attraverso la reazione fra gli emitter collegati alla resistenza comune R_{12}.

Conclusione: la tensione d'uscita del « trigger » è — 7,8 V in assenza di segnale e — 0,6 V con segnale misurato rispetto a « massa » (polo + della batteria d'alimentazione in questo caso). Questo salto da — 7,8 a — 0,6 V corrisponde ad un «impulso positivo» di 7,2 V. Bisogna infine notare che al cessare del segnale all'ingresso del trigger si ristabiliscono spontaneamente con grande rapidità le condizioni di partenza.

Il segnale prodotto da Tr_2-Tr_3 (un'onda a forma di rettangolo) è utilizzato dagli stadi di Tr_4-Tr_5 che costituiscono il noto circuito flip-flop o contatore binario. Esso necessita, per funzionare, di segnali a forma d'impulsi di notevole rapidità e ampiezza. È per questo motivo che, non avendo il segnale prodotto dal duplicatore tali caratteristiche, è necessario ricorrere al « trigger di Schmitt ».

Il flip-flop è caratterizzato da due stadi identici aventi un accoppiamento in continua (resistenza) fra collettore di uno stadio e base dell'altro, che per tale ragione, non possono essere in nessuna condizione contemporaneamente conduttivi o interdetti. Il flip-flop ha due uscite, una su ogni collettore e le forme d'onda che se ne possono ottenere sono sostanzialmente onde quadre di fase opposta su un'uscita rispetto a quella presente sull'altra.

Però a differenza di quanto accade per il trigger di Schmitt e per i circuiti univibratori (monostabili), la frequenza delle onde prodotte è metà di quella degli impulsi di comando.

Tornando allo schema di fig. 7, si supponga che Tr_4 sia interdetto, mentre Tr_5 è conduttivo. La caduta di tensione ai capi di R_{24} è pertanto nulla e Tr_6, che ha la base polarizzata da tale tensione, è conseguentemente interdetto. All'arrivo del segnale dell'amplificatore selettivo Tr_1, il « trigger » produce un impulso che fa commutare il flip-flop e questo a sua volta obbliga alla conduzione Tr_6. Allora il relais si eccita e, questo è essenziale, resta così anche al cessare del segnale.

Tutto ciò accade perché l'impulso positivo prodotto dal « trigger » raggiunge la base di Tr_5 in saturazione attraverso D_4

e lo costringe all'interdizione; di conseguenza la tensione di collettore subisce un «salto» in senso negativo. (La tensione misurata rispetto al punto indicato V_z varia da — 1 a — 5,4 V). Ora questa variazione viene trasmessa attraverso R_{18} alla base di Tr_4 che da interdetto che era passa alla saturazione. Tutto ciò accade in un tempo brevissimo poiché anche dal collettore di Tr_4 parte verso la base di Tr_5 un impulso positivo che ne favorisce l'interdizione. Non solo, ma al cessare dal comando trasmesso dallo « Schmitt » la situazione si mantiene automaticamente dato che la corrente che scorre ora in Tr_4, che è in saturazione, non può diminuire spontaneamente.

Per riportare alla condizione iniziale il sistema occorre che il trigger trasmetta un secondo impulso positivo che stavolta raggiungerà attraverso D_5 la base di Tr_4 e questo comanderà Tr_6 con conseguente diseccitazione del relais. La funzione di D_4 e D_5 è quella di « smistare » l'impulso trigger verso la base del transistor che in quel momento si trova in saturazione e di trasmettere variazioni di tensione soltanto in senso positivo. Non bisogna dimenticare che quando il segnale ricevuto dall'amplificatore selettivo viene a cessare perchè si solleva il dito dal corrispondente pulsante del trasmettitore, il trigger ritorna nella condizione di riposo; nel far questo alla sua uscita si produce una variazione di tensione in senso negativo che raggiungerebbe il flip-flop con possibilità di farlo commutare se non ci fossero i diodi a impedirle il passaggio.

Il comportamento pratico del circuito formato da Tr_1, Tr_2, Tr_3, Tr_4, Tr_5 e Tr_6 è il seguente: pigiando il tasto del trasmettitore (non importa se brevemente o a lungo) il relais si eccita scambiando tra loro i fili che dal motore vanno all'alimentazione e provocando l'inversione di marcia. Premendo una seconda volta il motore girerà di nuovo a marcia avanti, una terza a marcia indietro e così via. Vedremo più avanti come si può ottenere che all'atto dell'accensione del ricevitore il relais risulti automaticamente predisposto per attuare la marcia avanti (diseccitato).

Esaminando ora la seconda parte del circuito è facile notare l'identicità alla prima parte eccezion fatta per gli stadi di Tr_{12} e Tr_{13}. Questi due transistori funzionano infatti come « relais statici » ed attuano il comando: motore fermo - motore in moto. Precisamente Tr_{12} amplifica secondo la disposizione a « emitter comune » mentre Tr_{13}, transistore di potenza, « lavora » a collettore comune ossia ad « emitter follower ». Tr_{12}, (come Tr_6 nella prima parte) viene pilotato dal flip-flop nel modo già visto. È facile capire che non sarebbe possibile collegare direttamente la base di Tr_{12} al collettore di Tr_{11}, sia perché il «segnale» su quest'ultimo ha ampiezza picco-picco di quasi 5 V, mentre le tensioni di pilotaggio dei transistori (V_{B-E}) sono dell'ordine di pochi decimi di V, sia perché il carico imposto dal transistor pilotato al flip-flop sarebbe tale da impedirgli il funzionamento. Le resistenze R_{27} e R_{53} rispettivamente sugli emettitori degli NPN Tr_6 e Tr_{12} servono per la stabilizzazione termica e assicurano che i transistori possano interdirsi completamente quando è richiesto. Tr_{12}, a differenza di Tr_6, ha come carico sul collettore una resistenza; quindi la tensione sul collettore di Tr_{12}, misurata rispetto al + batteria è tanto più negativa quanto più corrente lascia passare il transistor stesso. Se il flip-flop è in una « posizione » tale che Tr_{10} è interdetto, lo è anche Tr_{12} e la suddetta tensione è nulla. Ma quando il flip-flop commuta, Tr_{10} e Tr_{12} conducono. Ai capi di R_{55} si forma una caduta di tensione che polarizza il grosso finale PNP facendolo condurre. A proposito di quest'ultimo va notato che la tensione ai capi di R_{55} dovrà essere di circa 1 V superiore a quella di alimentazione del motore. Ciò perché il motore è impiegato come « carico » dell'« emitter follower » Tr_{13} e in considerazione del fatto che, come già detto, la tensione V_{B-E} di un transistor in conduzione è dell'ordine di qualche decimo di V.

Nel caso in questione si disponeva di un motore previsto per 6 V max. Desiderando, per prudenza, un'alimentazione a 5,5 V occorreva far cadere 2,5 V essendo la tensione di batteria 8 V. Questa caduta di tensione si produce, nello schema in esame, fra l'emettitore e il collettore di Tr_{13}.

Però è da notare che tale caduta si mantiene sostanzialmente uguale sia all'atto dell'avviamento (assorbimento > 0,5 A) che in seguito (ass. 0,2 A). È una caratte-

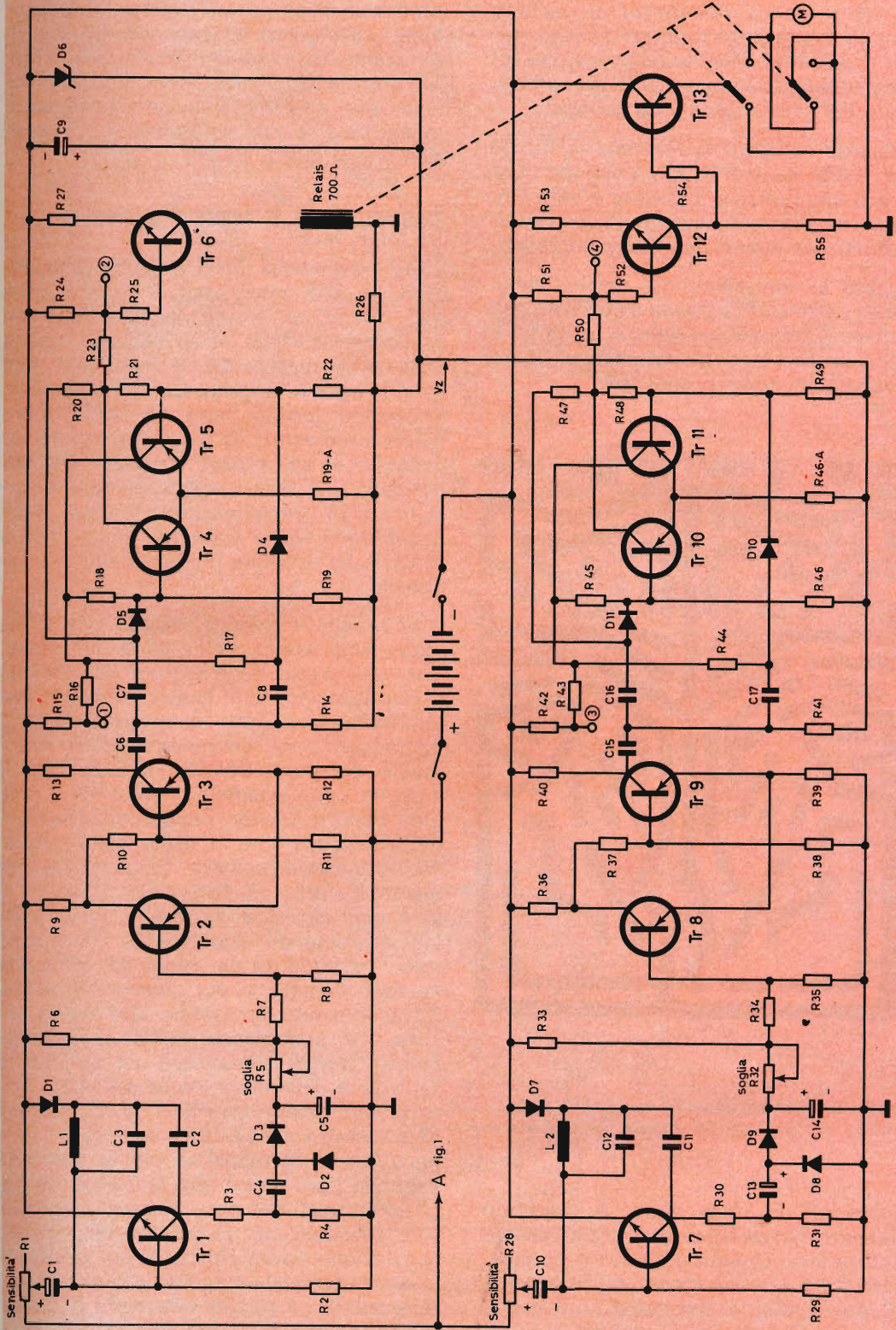



Fig. 7 - Schema elettrico del circuito di comando del motore di trazione. La soluzione è volutamente transistorizzata.

ristica questa (impossibile da ottenere con una semplice resistenza di caduta) legata alla nota proprietà dell'emitter follower di fornire all'uscita una tensione relativamente indipendente dalla presenza o meno e dal valore del carico collegato.

Resta da spiegare la funzione di R_{54}. Si tratta di una resistenza di protezione utile nel caso che l'elica e il motore si blocchino, cosa non rara... navigando in acque non perfettamente esenti da erbe galleggianti.

Quanto al funzionamento pratico della seconda parte dello schema è evidente che un primo « segnale » metterà in moto il motore, un secondo lo arresterà, un terzo lo metterà in moto e così via.

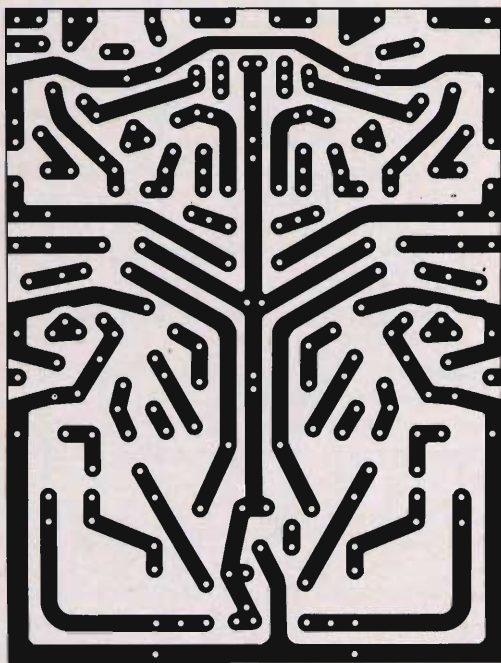



Fig. 8 - Circuito stampato — scala 1 : 1 — del circuito di comando del motore di trazione.

Come già è stato detto, è possibile comandare l'inversione di marcia mentre il motore gira. Questa manovra è permessa dal fatto che la tensione d'alimentazione dei flip-flop è stabilizzata a 6 V mediante un piccolo Zener. Infatti, soprattutto nel caso in questione, si ha per un istante un forte assorbimento di corrente della batteria con conseguente brusca diminuzione della tensione ai morsetti; i flip-flop potrebbero «scambiare» questa variazione per segnale e coscienziosamente commutare se non si prende il provvedimento indicato.

COSTRUZIONE E MESSA A PUNTO

Pur trattandosi di un circuito costruttivamente più complesso di quello delle parti precedenti, la sua messa a punto non è affatto laboriosa se si procede con la necessaria metodicità. Il montaggio può essere fatto a circuito stampato secondo il disegno fornito (mm. 66 x 87) oppure indifferentemente lo si può eseguire su pannello di dimensioni maggiori. Nel primo caso è richiesta una certa dose di pazienza e di precisione nel riportare il disegno sulla lastra apposita, ma la cosa è fattibile ad esempio col procedimento seguente.

Si ritaglia il disegno (fig. 8) e lo si applica sulla lastra dalla parte del rame. Con una punta da tracciare ben affilata si riportano i forellini (tutti) premendo con una certa forza. Tolta la carta e tagliata la lastra con cura, servendosi come riferimento dei punti segnati, si riproduce il disegno con l'apposito inchiostro e pennino oppure con un pennellino adatto. È indispensabile che il rame sia perfettamente pulito e lucidato. (Si consiglia per questo il « Sidol »). Terminato, si incide, si lava con alcool e si fora a forte velocità e premendo leggermente (Ø 1 mm) in corrispondenza dei segni sul rame che servono benissimo per centrare la punta. Si raccomanda di montare uno stadio per volta e di controllarne subito il funzionamento. Quindi cominciare col circuito di Tr_1 e Tr_7 e collaudare, come già visto, servendosi di generatore B.F.. La regolazione dei reostati « sensibilità » va fatta in modo da ottenere la massima uscita possibile essendo però sicuri che le frequenze degli altri canali non agiscano sull'amplificatore selettivo che si sta tarando. Questa regolazione andrà ritoccata poi usando il trasmettitore alla massima distanza. Montare quindi i « trigger » facendo la massima attenzione che i vari componenti, mon-

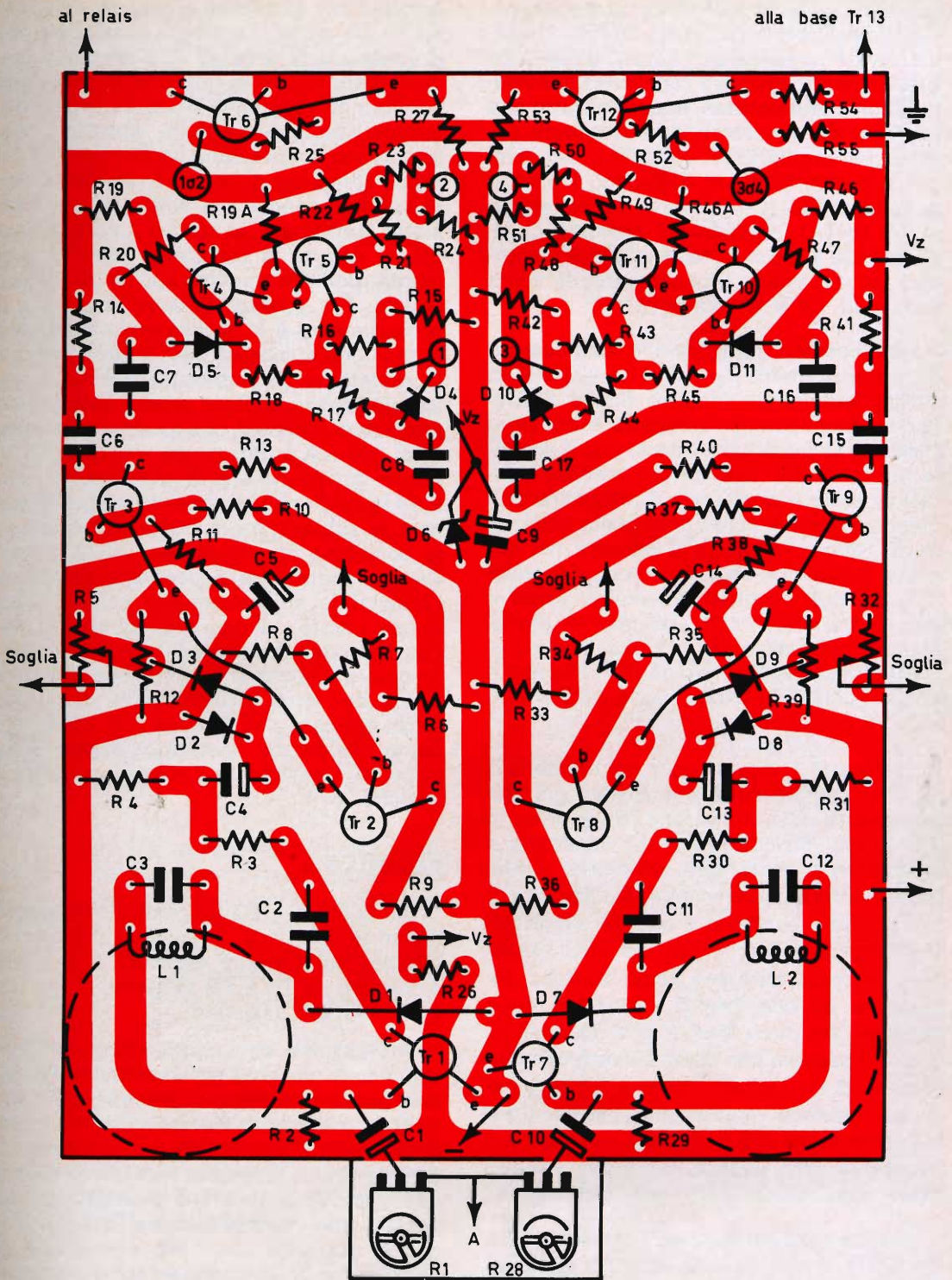



Fig. 9 - Pannello 3 visto dal lato componenti. I potenziometri R_1 e R_{28} sono fissati a una piastrina di bachelite di 20 x 20 mm incollata verticalmente al pannello dal lato componenti. I punti indicati con **V**, vanno collegati fra loro.

tati quasi tutti verticalmente, non possano, toccandosi, produrre corti circuiti. Eventualmente rivestire con tubetti di plastica e ovviamente eseguire capolavori di saldature con stagno ottimo, ma soprattutto con la punta del saldatore rigorosamente pulita... La regolazione « soglia » dei trigger è presto fatta: si collegano i puntali di un tester fra il — batteria e il collettore di Tr_3 (o Tr_9). Agendo sul reostato corrispondente (R_5 o R_{32}), la tensione di collettore deve variare bruscamente da circa zero a + 7,4 V e viceversa.

Cominciando la rotazione dall'esterno del potenziometro per cui si ha + 7,4 V, si ritorni lentamente indietro finché il trigger spontaneamente commuta e qui ci si ferma. Bisogna poi accertarsi che il segnale d'uscita dal duplicatore riesca facilmente a far « scattare » il trigger e che questo ritorni sicuramente nella posizione di riposo (zero V) al cessare del segnale. È facile correggere con lievi ritocchi a R_5 (o R_{32}) eventuali anomalie. Circa il tipo di transistor non è il caso di pignolare: si può usare l'OC 71, ma qualunque altro PNP anche previsto per R.F. che abbia un h_{FE} (chiamato anche h_{21e}, α_{FE}, β) fra 30 e 70 va benissimo.

Sistemati i due trigger si montano i flip-flop sempre colle precauzioni già raccomandate e si collaudano. Se il circuito (piuttosto intricato) è stato rispettato e transistori e diodi sono efficienti, il funzionamento è immancabile. Un tester coi puntali fra — batteria e uno dei collettori confermerà quanto sopra: ad ogni segnale in arrivo si avrà una commutazione denunciata da una brusca variazione della tensione fra circa 0 e + 5 V. Quando si toglie il segnale non si deve avere commutazione. È consigliabile dare e togliere segnale ruotando rapidamente l'attenuatore del generatore di B.F. da zero a massimo e viceversa. Per quanto riguarda i transistori, vale quanto detto per i « trigger ».

Restano ora da montare i circuiti di Tr_6, Tr_{12} e Tr_{13}. È conveniente piazzare quest'ultimo vicino al motore in fondo alla stiva. La messa a punto si esegue per Tr_6 mandandolo in conduzione e misurando la tensione ai capi della bobina del relais previa sostituzione provvisoria con un reostato da 50 kΩ di R_{25}. Partendo dalla posizione di massima resistenza si diminuisca gradualmente finché la tensione ai capi della bobina non raggiunge il valore prescritto. È ovvio che il valore di R_{25} dipenderà contemporaneamente dalle caratteristiche del relais (tensione di lavoro e resistenza della bobina) nonché dal solito h_{FE} del transistor. Terminato, si stacca il potenziometro, si misura la resistenza inserita e si monta definitivamente una R di valore uguale. Per quanto riguarda Tr_{12} e Tr_{13} il procedimento è lo stesso misurando però la tensione ai morsetti del motore, mentre la resistenza da determinare è R_{52}. Il valore indicato per R_{52} è adatto al motorino impiegato (Distler) che ha un assorbimento di 200 mA a carico con tensione 5,5 V. Per terminare rimane da predisporre i circuiti in modo che all'accensione del ricevitore si abbia: motore fermo e relais nella posizione marcia avanti (diseccitato). Questa operazione è possibile grazie all'inevitabile sbilanciamento esistente fra le due « metà » di ogni flip-flop all'atto dell'accensione infati, uno dei due transistori, e sempre lo stesso, incomincia a condurre prima dell'altro. Approfittando di questo fatto, nel caso che le cose non andassero come desiderato, basterà collegare la R_{25} al punto 1 anziché al 2 e la R_{52} al punto 3 anziché al 4.

PANNELLO 4

Dal punto di vista funzionale può essere diviso in due parti: circuito di comando e circuito della sirena elettronica. Il primo è formato da Tr_1 e Tr_2 (schema di fig. 10) e componenti associati.

Tr_1 funziona da amplificatore selettivo secondo lo schema già esaminato. Da notare soltanto rispetto ai precedenti il valore di C_4 che è stato ridotto a 0,1 μF. Anche questa volta, l'amplificatore alimenta un duplicatore di tensione. L'uscita di questo ultimo serve da tensione di polarizzazione per Tr_2 che normalmente è interdetto e che si potrebbe chiamare « transistor di consenso ». Tr_2 funziona infatti da interruttore della tensione d'alimentazione per lo stadio di Tr_3. La corrente (convenzionale) uscente dall'emettitore di Tr_3 può raggiungere il — batteria soltanto « passando »

attraverso Tr_2. Quindi finché si preme il tasto « sirena » la tensione d'uscita del duplicatore polarizza Tr_2 e Tr_3 viene alimentato, quando il pulsante è rilasciato Tr_2 equivale a interruttore aperto e Tr_3 non può funzionare. Quest'ultimo transistore è montato secondo un noto circuito di oscillatore RC (vedi Selezione di Tecnica n° 1 1967) Esso produce onde sinusoidali a frequenza regolabile (R_{10}) fra circa 100 e 200 Hz che è appunto una gamma che si presta per riprodurre il suono desiderato. Il segnale prodotto dev'essere robustamente amplificato onde alimentare efficacemente un piccolo altoparlante per « radioline ». Tale tipo di altoparlante (non c'era posto per uno più grande) ha un rendimento molto basso alla frequenza desiderata; per avere un risultato soddisfacente occorre alimentarlo almeno con 0,5 W (contro i previsti 0,25 W max) cercando di montarlo in modo da ottenere un certo effetto di cassa armonica. Nel modello di cui si parla è stato piazzato sotto il fumaiolo. Considerando poi che l'uscita del generatore è purtroppo ad alta impedenza e quindi può essere « caricato » molto poco, è stato necessario l'impiego della R_{11} fra generatore e preamplificatore Tr_4. L'ampiezza della tensione d'uscita sul collettore di quest'ultimo è di vari V p-p e il segnale non è più sinusoidale ma molto vicino all'onda quadra.

Da notare che questo stadio ha l'alimentazione efficacemente disaccoppiata R_{15} e C_{12}) altrimenti le variazioni della tensione d'alimentazione prodotte dal finale trasferirebbero alla base di Tr_4 un segnale più che sufficiente per produrre un'oscillazione. Lo stadio di Tr_5 funziona come « emitter follower » e il suo carico sono le basse impedenze delle basi dei transistori complementari d'uscita Tr_6 e Tr_7. Tr_5 non amplifica in tensione, ma serve a produrre la corrente per pilotare sufficientemente il finale. Tr_6 e Tr_7 sono montati secondo il noto schema a « simmetria complementare » semplificato al massimo non essendoci esigenza di alta fedeltà.

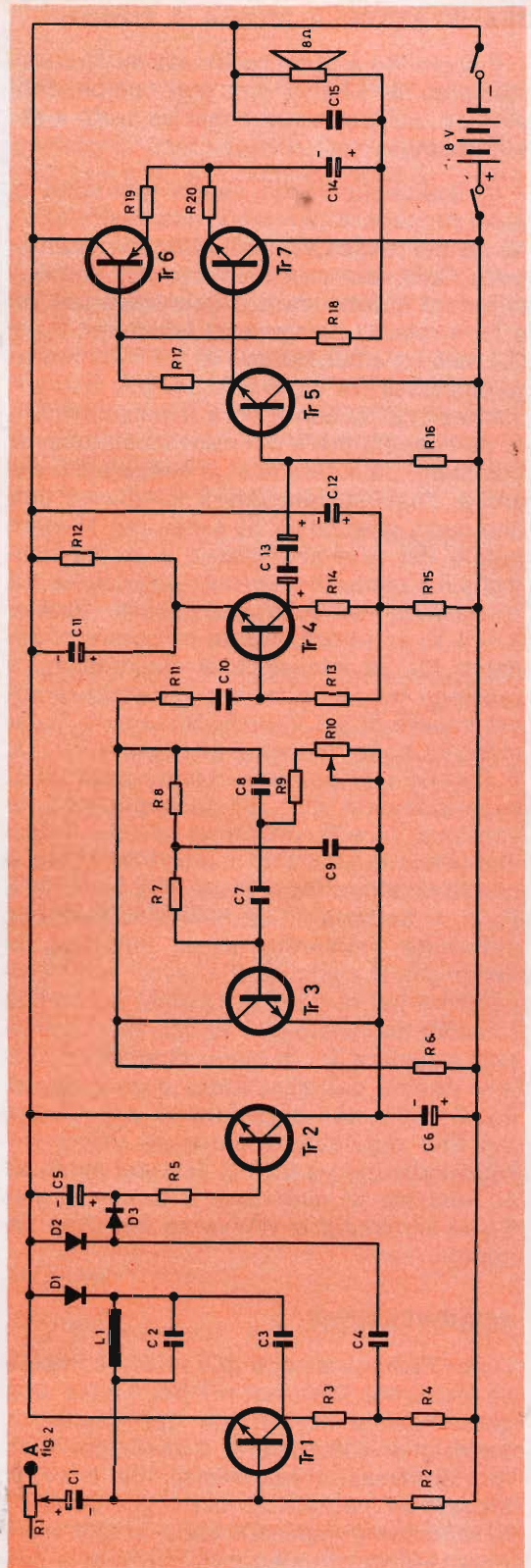



Fig. 10 - Schema elettrico del circuito della sirena elettronica.

REALIZZAZIONE E MESSA A PUNTO

Il prototipo è stato realizzato su circuito stampato di 53 x 56 mm con componenti montati verticalmente e con un certo « affollamento ».

In qualunque modo venga realizzato è bene procedere per gradi alla realizzazione ed alla messa a punto. Montare innanzitutto l'amplificatore selettivo col suo duplicatore e collaudare. Aggiungere poi Tr_2 e Tr_3 e relativi componenti compreso R_{11} e C_{10}; con un amplificatore di B.F. coll'entrata connessa fra C_{10} e uno dei poli dell'alimentazione, si controllerà il funzionamento dell'oscillatore e del relativo sistema di comando. Da notare che, al cessare del segnale, l'oscillazione dovrà spegnersi con una certa gradualità. Si passa poi al montaggio del preamplificatore e se ne controlla il « punto di lavoro ». La tensione fra + batteria e collettore dovrà essere 3 ÷ 4 V; se notevolmente maggiore si aumenti R_{13}, se minore la si diminuisca. La tensione fra — batteria e l'emettitore dovrà essere di 0,5 V circa. Sistemato Tr_4 si montino colla massima attenzione Tr_5, Tr_6 e Tr_7 che non possono essere controllati separatamente dati gli accoppiamenti in continua. Tr_6 e Tr_7 dovranno essere « bilanciati » ma quello che soprattutto conta è che la tensione fra la giunzione della R_{19} e R_{20} e + batteria dovrà essere 4 V o poco differente (misurata senza segnale) in modo che il « push-pull » lavori simmetricamente nei due sensi. Ora chi determina la suddetta tensione è la corrente che lascia circolare Tr_5 la quale dipende dal valore dell'h_{FE} del transistore e da quello di R_{16}. È ovvio che quest'ultima può essere del tipo regolabile mentre un valore del tutto indicativo è 68 kΩ. Ad ogni modo se la tensione in questione è troppo alta la R_{16} va diminuita e viceversa nel caso opposto.

ALIMENTAZIONE

Per l'alimentazione dell'intero complesso descritto, del motore per l'elica e di quello per il movimento del timone, si sconsigliano le batterie a secco per il valore della resistenza interna che è troppo elevato ed instabile. In conseguenza di ciò la tensione ai morsetti varia troppo al variare dell'assorbimento di corrente e queste variazioni si comportano come « segnali fasulli » producendo facilmente inneschi e instabilità di funzionamento. Si consigliano invece gli accumulatori al piombo che offrono una resistenza interna molto piccola e che, come noto, sono ricaricabili. Nel caso in questione sono stati impiegati, con ottimo risultato, i « Fulgurex » reperibili nei negozi di modellismo ad un prezzo ragionevole. Le dimensioni sono 40 x x 40 x50 mm per ogni batteria da 4 V e il peso circa 220 grammi. L'autonomia ottenuta è di due ore di « navigazione » in media considerando che l'assorbimento di corrente è:

40 mA solo ricevitore, motori fermi
240 mA ricevitore e motore in moto
320 mA ricevitore, più motore in moto, più timone in movimento
320 mA ricevitore, più motore in moto, più sirena in azione.

CALCOLO DELLE BOBINE PER I FILTRI LC

Occorre anzitutto che siano determinate le frequenze di risonanza dei vari filtri. Questo dato dipende a sua volta dalle caratteristiche del generatore delle frequenze di modulazione del trasmettitore. Nel nostro caso sul trasmettitore è impiegato un generatore RC a « doppio T » che può produrre frequenze comprese fra 800 e 1700 Hz. È chiaro che le 5 frequenze dei canali dovranno esser comprese in questa gamma e scelte con una certa logica. Per esempio avendo scelta come frequenza più bassa 870 Hz, si possono ottenere le altre con successivi aumenti del 16%. Risultato: I: 870 Hz; II: 1009 Hz; III: 1171 Hz; IV: 1358 Hz e V: 1575 Hz.

Gli intervalli fra una frequenza e l'altra devono infatti aumentare assieme ai valori delle frequenze stesse. A questo punto; vari valori delle induttanze sono facilmente determinabili se sono noti quelli delle capacità in parallelo; ma qui intervengono considerazioni di ordine pratico. La frequenza di risonanza di ogni filtro deve essere notevolmente stabile sia nel tempo che per effetto della temperatura. Inoltre i valori di capacità non possono essere inferiori a 10 nF (altrimenti L risulta troppo alta); si sono scelti perciò condensatori a poliestere che hanno stabilità molto

buona e dimensioni assai ridotte. Dato però che la tolleranza sul valore è del 20% bisogna impiegare un ponte di misura per conoscere con precisione C altrimenti il risultato pratico può differire troppo da quello previsto. In breve misurato o supposto il valore di C, L è calcolabile con la formula seguente derivata dalla nota equazione della risonanza e adattato al campo delle frequenze acustiche.

$L = \frac{25,33}{f^2 \cdot C}$ dove L è in Henry, f in kHz e C è in nF (10^{-9} Farad).

Per esempio, volendosi ottenere f = = 1,575 kHz con C = 10 nF si avrebbe:

$$L = \frac{25,33}{1,575^2 \cdot 10} = 1,02 \text{ H}$$

Si tratta ora di realizzare la bobina avente l'induttanza desiderata. Bisogna considerare però un fattore decisivo: il « Q » della bobina stessa ($Q = \frac{\omega L}{R_s}$). Per la realizzazione dei filtri tale fattore non può essere inferiore a 50 altrimenti la selettività potrebbe risultare insufficiente. Per ottenere tale risultato occorre dimenticare i soliti nuclei per trasformatore e ricorrere ai nuclei ad « olla » in ferrite che sono studiati appositamente. Inoltre il fabbricante fornisce i dati per calcolare direttamente il numero delle spire da avvolgere per ottenere una certa induttanza con un dato tipo di nucleo. La difficoltà sta nella... possibilità di scelta fra centinaia di tipi di dimensioni e caratteristiche differenti.

Nel nostro caso sono stati usati nuclei SIEMENS e PHILIPS.

I primi (dati di catalogo: B 65561; materiale SIFERRIT 2000 T 26; senza traferro) hanno un fattore A_L (induttanza specifica) pari a 2700 $^{+30}_{-20}$ %.

Siccome A_L è definito con

$$A_L = \frac{nH}{n^2}$$ (induttanza in nH) (quadrato numero spire)

avremo che il numero spire sarà

$n = \sqrt{\frac{nH}{A_L}}$ · Volendosi ottenere L = 1,02 H sarebbe

$n = \sqrt{\frac{1.02 \cdot 10^9}{2700}} \simeq 613$ spire. Occorre però tener conto della vasta tolleranza che può avere A_L e di conseguenza la L ottenuta.

I nuclei PHILIPS impiegati sono: K 3.002.45; materiale: Ferroxcube 3H1 da impiegare col corpo bobina P5.055.75.

Si tratta di un nucleo con traferro nel quale è introducibile una vite di regolazione con possibilità di aumentare l'induttanza del 10%. La tolleranza sul valore induttivo ottenuto è del ± 3%. Il numero spire è calcolabile conoscendo $A_L = 462$.

Desiderando ad es. L = 0,8 H avremo:

$$n = \sqrt{\frac{0,8 \cdot 10^9}{462}} \simeq 1320 \text{ spire}$$

È osservare che usando nuclei senza traferro, occorrono, per ottenere una determinata induttanza, meno spire che con i nuclei aventi traferro. Ne consegue che, essendo minore la resistenza, il Q sarà maggiore.

Lo svantaggio, usando i primi, sta nell'impossibilità di prevedere con precisione il valore induttivo.

Altri nuclei PHILIPS, che si sarebbero potuti impiegare con successo, pur avendo dimensioni minori (∅ 14 mm e altezza 8 mm) sono:

K 3.002.20 con $A_L = 1089,2$
K 3.002.00 con $A_L = 2230$
K 3.002.10 con $A_L = 2230$
Per tutti e tre la tolleranza sul valore di L è ± 25%.

TRASMETTITORE

Il trasmettitore non costituisce certamente la parte più impegnativa del sistema. Inoltre esso può essere realizzato secondo schemi diversissimi dovendo soltanto soddisfare all'esigenza di produrre una portante modulata profondamente con onde sinoidali o quadre della frequenza desiderata. Per quanto riguarda la potenza R.F., nel caso di natante di piccole dimen-

sioni, con difficoltà di controllo a vista già a 50 m di distanza, 100 mW sono abbondantemente sufficienti anche se l'antenna del ricevitore è ridotta ai minimi termini.

Si possono quindi adottare, almeno in parte, gli schemi di trasmettitori descritti nei seguenti numeri di questa rivisita: n° 7/8-1962, n° 1-1964, n° 7-1965, n° 12-1965, n° 3-1967 e n° 6-1967.

Nel caso presente la scelta dello schema è stata determinata dalle seguenti esigenze e considerazioni:

1) alimentazione a 6 V con accumulatori al Ni-Cd (Deac 5/500 DKZ - G.B.C. I/150-3);

2) potenza R.F. sotto modulazione: 250 mW;

3) stabilizzazione della tensione d'alimentazione dell'oscillatore B.F.

4) modulazione regolabile anche al disopra del 100%.

I punti 1) e 2) sono nettamente antitetici e non esistono transistori di uso corrente adatti allo scopo. Lo stesso discorso vale per i punti 1) e 3). È per questi motivi che lo schema usato risulta complicato da alcuni elementi che, come si vedrà, potrebbero essere tolti disponendo di alimentazione a 10 ÷ 12 V.

Osservando lo schema di Fig. 11 è facile notare che Tr_8 lavora come oscillatore a quarzo con circuito accordato del tipo serie; attraverso un accoppiamento « a link » a bassa impedenza, la tensione di pilotaggio viene inviata allo stadio di Tr_9 che funziona come amplificatore di potenza naturalmente in classe C.

Il montaggio scelto è quello « base a massa » molto usato in questi casi perché evita la neutralizzazione della capacità dei transistori.

Il carico del P.A. (power amplifier) Tr_9 è rappresentato da un circuito a risonanza parallelo formato da L_2, C_{16}, C_{17} e C_{18} secondo il noto schema a pi-greco che permette di disporre di una presa a bassa impedenza per il collegamento dell'antenna. C_{17} è destinato alla sintonia, mentre con una eventuale regolazione di C_{18} si potrebbe variare l'adattamento d'impedenza. È da notare che il P.A. è schermato con una striscia di latta piegata a L.

Il modulatore è formato da T_{11} e Tr_{12} montati secondo lo schema push-pull complementare. Il trasformatore di modulazione, che in pratica è un trasformatore d'uscita per push-pull di OC 74, è necessario per l'adattamento d'impedenza con carico rappresentato dal P.A. L'avvolgimento secondario è utilizzato per ottenere un supplemento di modulazione.

Da notare infine che la tensione d'uscita del modulatore viene utilizzata anche per ottenere (C_{23}, C_{21}, D_4 e D_5) una tensione di survoltaggio che, ponendosi in serie a quella d'alimentazione, fa si che lo stadio pilota Tr_8 risulta alimentato a circa 10 V anziché a 6. Con questo trucco si ottiene un forte incremento della potenza a R.F. prodotta. Il modulatore è a sua volta preceduto da uno stadio preamplificatore (Tr_{10}) accoppiato direttamente al push-pull e montato secondo la solita disposizione « emitter a massa ». Notare la capacità C_{28} che ha lo scopo di fugare a massa tensioni a radio frequenza indotte dal vicino P.A. e di impedire quindi effetti reattivi indesiderati.

Il segnale per lo stadio di Tr_{10} proviene da Tr_2, emitter follower avente funzione di separatore-adattatore d'impedenza tra il modulatore e il generatore della frequenza di modulazione.

Quest'ultimo è costituito da un oscillatore a stadio singolo a doppio T (vedi articolo sul n° 1-1967 di questa rivista) la cui frequenza è determinata oltre che dagli altri componenti, dalle resistenze R_{10}, R_{11}, R_{12}, R_{13} e R_{14} che vengono inserite premendo i vari tasti del trasmettitore. Il circuito è ottimo sotto vari aspetti, ma presenta la caratteristica di un'elevata impedenza di uscita. Ciò obbliga all'impiego del separatore Tr_2 e provoca una certa sensibilità ad effetti capacitivi (vicinanza delle mani). Per impedire qualsiasi slittamento di frequenza e considerando anche la vicinanza del P.A. gli stadi di Tr_1 e Tr_2 sono stati rinchiusi in una scatoletta di latta di forma cubica con lato di mm 30. In essa è contenuto anche il reostato R_8 per la regolazione della percentuale di modulazione.

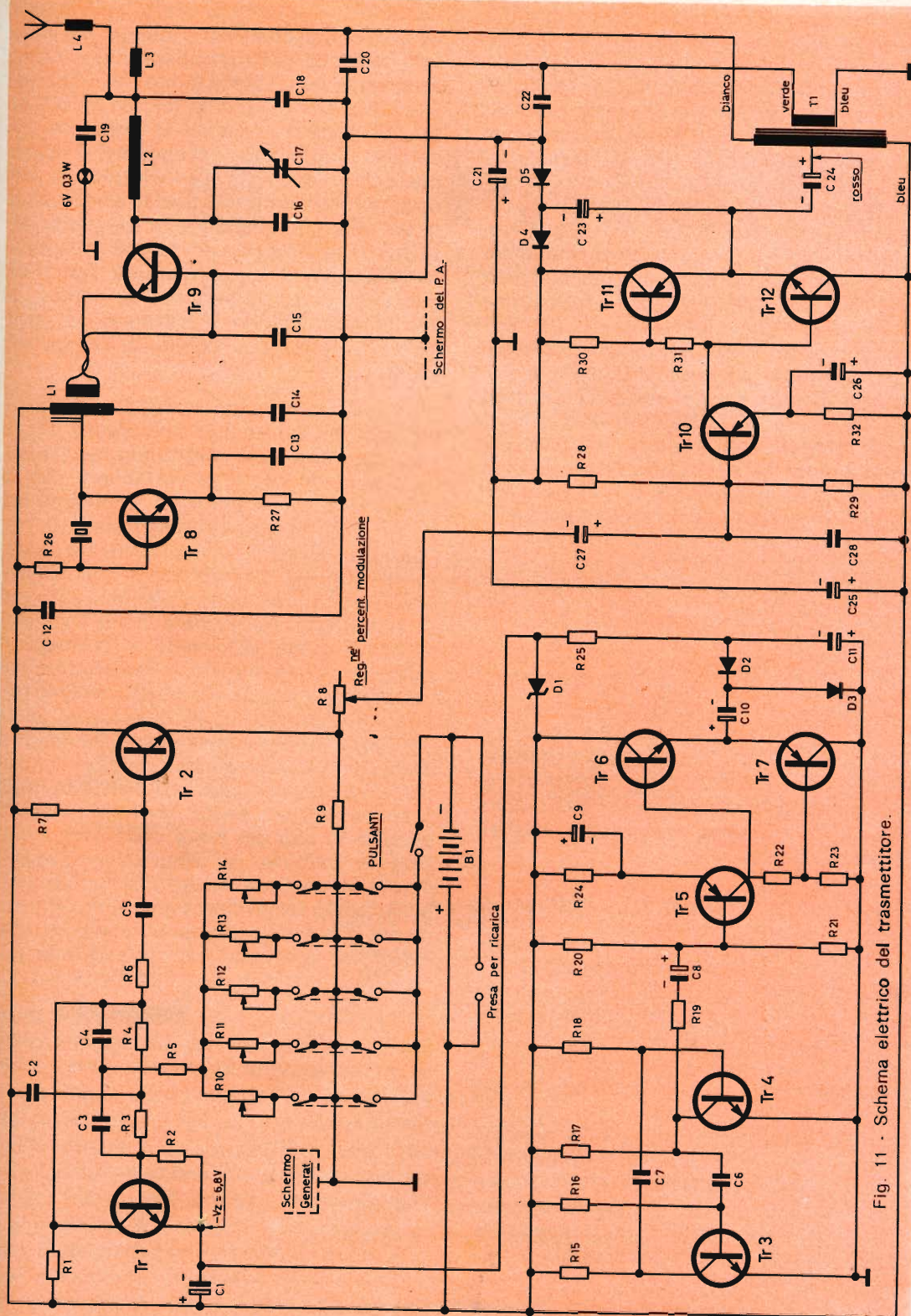



Fig. 11 - Schema elettrico del trasmettitore.

Per evitare eventuali effetti della diminuzione della tensione di batteria la tensione d'alimentazione di Tr_1 è stata stabilizzata mediante diodo Zener. Essendo risultato che l'oscillatore suddetto richiede tensioni superiori a 6 V per un funzionamento regolare, non si poteva certo ottenere tale tensione stabilizzata partendo dai 6 V nominali della batteria. È stato perciò realizzato un apposito survoltore che fornisce all'uscita 9,5 V dai quali si ottengono 6,8 V stabilizzati mediante diodo Zener OAZ 204 (D_1). Tale survoltore è formato da un multivibratore simmetrico (Tr_3 e Tr_4) che pilota attraverso lo stadio intermedio Tr_5 il push-pull complementare Tr_6 e Tr_7. L'uscita è utilizzata dal solito duplicatore (D_2, D_3, C_{10} e C_{11}). Naturalmente impiegando batteria con tensione fra 9 e 12 V il survolatore coi suoi 5 transistori, 2 diodi, ecc. può essere eliminato e il circuito Zener sarà alimentato direttamente dalla batteria.

Bisognerà però accertarsi che il valore della R_{25} sia adeguato.

Esso potrà essere calcolato con:

$$\frac{V_{max}\ \text{batteria} - V_{zener}}{I}$$

dove $I = 10 \div 15$ mA. Sarà pure possibile eliminare C_{21}, C_{23}, D_4 e D_5 che provvedono alla tensione sulvoltata per Tr_8 e in tal caso la schermatura del P.A. con tutti i componenti elettricamente collegati, andranno connessi a massa.

REALIZZAZIONE E MESSA A PUNTO

Gli stadi Tr_8 e Tr_9 dovranno essere montati e collaudati contemporaneamente e per primi. Sarà utilissima l'osservazione della lampadina e di un milliamperometro inserito nel circuito di collettore del P.A. tra l'impedenza R.F. e il trasformatore di modulazione. (Tutti i punti collegati allo schermo del P.A. saranno momentaneamente collegati al — batteria). L'assorbimento da parte del P.A. dimostra che lo stadio stesso è « pilotato » e quindi che l'oscillatore a quarzo fa il suo dovere; anzi maggiore è il pilotaggio, maggiore è l'assorbimento — niente pilotaggio = assorbimento zero.

Con 9 V d'alimentazione tale corrente può superare abbondantemente 100 mA e quindi Tr_2 va munito di alette adeguate. Il nucleo dell'oscillatore a quarzo va regolato partendo dalla posizione più esterno. Avvitando, ad un certo punto l'oscillazione s'innesca e poi aumenta fino ad un massimo. Si lascerà il nucleo in posizione più esterna di quella corrispondente al massimo, controllando che l'oscillazione si produca normalmente attaccando e staccando la batteria. La lampadina fa da sonda per la R.F. Si regolerà C_{17} per la massima luminosità. Quando poi si monterà l'antenna, coll'aiuto di un misuratore di campo, si cercherà di ottenere il massimo sia agendo su C_{17} che sulla bobina di compensazione L_4.

La realizzazione del modulatore avrà inizio dall'oscillatore col separatore Tr_2. Il funzionamento sarà controllato con un amplificatore di B.F. e si verificherà che la tensione ai capi della R_9 di emettitore sia di $3 \div 4$ V. Si passa poi agli stadi di Tr_{10}, Tr_{11} e Tr_{12} e, con il collegamento fra l'uscita di Tr_2 - Tr_{10} si controllerà che la tensione fra gli emettitori di Tr_{11} e Tr_{12} e il + batteria sia a metà della tensione d'alimentazione. Altrimenti si corregga il valore di R_{28}. A questo punto si possono completare i vari collegamenti fra generatore e modulatore e modulatore e parte R.F. aggiungendo i componenti destinati a produrre la tensione survoltata per il « driver » Tr_8. Si porrà il potenziometro R_8 nella posizione tutto inserito. Tenendo chiuso il circuito di uno dei tasti, dopo aver collegata la batteria, si diminuisca gradualmente la porzione inserita di R_8: la luminosità della lampadina aumenterà gradualmente fino a raggiungere un massimo che non verrà superato, denunciante una potenza R.F. dell'ordine di 0,25 W.

Il potenziometro va lasciato nella posizione che corrisponde al raggiungimento del massimo di luminosità. Fatto ciò si può realizzare il survoltore destinato a produrre la tensione per alimentare lo Zener per l'oscillatore Tr_1. L'assorbimento del complesso è dell'ordine di 180 mA con l'antenna tutta estratta. Per quanto riguarda il montaggio, l'originale è chiuso in una scatola di lamierino (indispensabile che sia metallica) avente le dimensioni seguenti: 150 x 75 x 44 mm. (Vedere fig. 12 e foto 13).

CARATTERISTICHE:

Tensione di picco inversa ripetitiva VRR = max. 500 V

Corrente media diretta alla temperatura di 100°C I_{TAV} = 2 A

Corrente diretta di picco non ripetitivo (t = 10 m sec) = max. 40 A

Tensione di porta V_{GT} = 2 V (a 25°C)

Corrente di porta I_{GT} = 10 mA (a 25°C)

PHILIPS S.P.A. - SEZIONE ELCOMA - REPARTO SEMICONDUTTORI - MILANO - PIAZZA IV NOVEMBRE, 3 - Tel. 6994

Il circuito è suddiviso in 4 pannellini separati (parte R.F., modulatore, oscillatore B.F. e separatore, survoltore e Zener. Occorre avvertire che si tratta di esecuzione

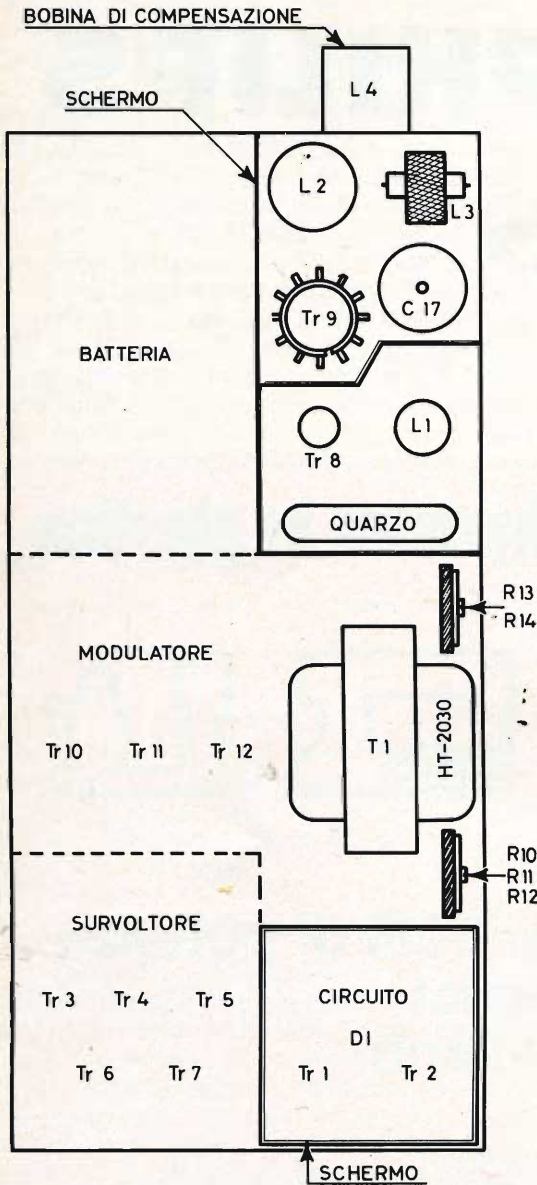



Fig. 12 - Disposizione schematica dei quattro pannellini che costituiscono il trasmettitore.

piuttosto compatta e meccanicamente difficoltosa. Chi non si sente esperto sufficientemente può tranquillamente realizzare il trasmettitore con dimensioni maggiori. Si raccomanda in ogni caso di schermare il P.A. e di sistemarlo all'estremità in alto vicino all'antenna. Dalla parte opposta piazzare l'oscillatore di B.F. Un problema non lieve è quello dei pulsanti (a doppio interruttore) che devono funzionare perfettamente. Nel prototipo sono stati pazientemente autocostruiti con impiego di molle da orologio, pezzetti d'argento o bachelite per circuito stampato.

Terminato il trasmettitore occorre procedere alla messa a punto del complesso rice-trasmittente. Si tratta innanzi tutto di regolare i cinque reostati del trasmettitore R_{10}... R_{14} corrispondenti ai vari tasti, basandosi sulla lettura delle tensioni d'uscita dei duplicatori dei cinque canali. Questa regolazione può essere fatta a breve distanza con antenna retratta; dopo di che si aumenterà la distanza e, coll'aiuto di un collaboratore, si ritoccheranno le regolazioni « sensibilità » dei vari canali curando che essa risulti la stessa per tutti. È da notare che la lampadina in parallelo all'antenna è stata lasciata inserita anche dopo la messa a punto benchè assorba almeno metà della potenza prodotta. Sul coperchio della scatola è fissato un cilindretto di polistirolo di 3 mm di diametro che « porta » all'esterno la luce della lampadina. Ogni volta che si preme uno dei tasti si ha così conferma che il segnale è stato irradiato. Per quanto riguarda poi la disposizione dei vari pannelli sull'imbarcazione si raccomanda di tenere il più lontano possibile il ricevitore (pannello 1) dai motori onde evitare che i disturbi provocati dallo scintillio si facciano sentire soprattutto a notevole distanza fra rice e trasmettitore. Ad ogni modo tali disturbi possono essere molto attenuati disponendo condensatori da 10÷100 nF a disco ceramico con collegamenti brevissimi fra i morsetti del ricevitore e la carcassa metallica dello stesso. Inoltre si possono aggiungere impedenze R.F. (p. es. 20 spire con ∅ 4 mm) tra i morsetti stessi e i fili d'alimentazione. La carcassa metallica del motore, sarà bene sia collegata elettricamente ad un morsetto della batteria, all'albero elica e ad altre eventuali masse metalliche.

a cura di R. Fontanesi

ELENCO DEI COMPONENTI

ALLEGATO A FIG. 7

Sigla	Descrizione	N° G.B.C.
C_1	2 μF 6 VL	B/315
C_2	1.500 pF polistirolo	B/28
C_3	10.000 pF poliestere	B/184-1
C_4	2 μF 6 V	B/315
C_5	2 μF 6 V	B/315
C_6	680 pF polistirolo	B/27
C_7	680 pF polistirolo	B/27
C_8	680 pF polistirolo	B/27
C_9	64 μF 10 VL	B/295
C_{10}	2 μF 6 VL	B/315
C_{11}	1.500 pF polistirolo	B/28
C_{12}	10.000 pF poliestere	B/184-1
C_{13}	2 μF 6 VL	B/315
C_{14}	2 μF 6 VL	B/315
C_{15}	680 pF polistirolo	B/27
C_{16}	680 pF polistirolo	B/27
C_{17}	680 pF polistirolo	B/27
	N.B. - Tutti i condensatori da 2 μF B/315 possono essere vantaggiosamente sostituiti coi corrispondenti al Tantalio B/318-2.	
D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_7, D_8, D_9, D_{10} e D_{11}	diodi OA95, 1G25 o equivalenti	—
D_6	diodo Zener BZY59	—
L_1	2,7 H Q = 100	—
L_2	2,93 H Q = 105 su nucleo in Siferrit (Siemens) cat. B 65561 materiale 2000 T 26 (senza traferro)	—
R_1	pot. semifisso 10 kΩ	DP/60
R_2	680 kΩ	DR/66-4
R_3	1 kΩ	DR/66-4
R_4	470 Ω	DR/66-4
R_5	pot. semifisso 47 kΩ	DP/60
R_6	56 kΩ	DR/66-4
R_7	1 kΩ	DR/66-4
R_8	56 kΩ	DR/66-4
R_9	5,6 kΩ	DR/66-4
R_{10}	27 kΩ	DR/66-4
R_{11}	12 kΩ	DR/66-4
R_{12}	180 Ω	DR/66-4
R_{13}	2,7 kΩ	DR/66-4
R_{14}	10 kΩ	DR/66-4
R_{15}	1 kΩ	DR/66-4
R_{16}	1,8 kΩ	DR/66-4
R_{17}	12 kΩ	DR/66-4
R_{18}	27 kΩ	DR/66-4
R_{19}	68 kΩ	DR/66-4

Sigla	Descrizione	N° G.B.C.
R_{19-A}	470 Ω	DR/66-4
R_{20}	12 kΩ	DR/66-4
R_{21}	27 kΩ	DR/66-4
R_{22}	68 kΩ	DR/66-4
R_{23}	1,8 kΩ	DR/66-4
R_{24}	1 kΩ	DR/66-4
R_{25}	10 kΩ vedi testo	DR/66-4
R_{26}	120 Ω	DR/66-4
R_{27}	27 Ω	DR/66-4
R_{28}	pot. semifisso 10 kΩ	DP/60
R_{29}	680 kΩ	DR/66-4
R_{30}	1 kΩ	DR/66-4
R_{31}	470 Ω	DR/66-4
R_{32}	pot. semifisso 47 kΩ	DP/60
R_{33}	56 kΩ	DR/66-4
R_{34}	1 kΩ	DR/66-4
R_{35}	56 kΩ	DR/66-4
R_{36}	5,6 kΩ	DR/66-4
R_{37}	27 kΩ	DR/66-4
R_{38}	12 kΩ	DR/66-4
R_{39}	180 Ω	DR/66-4
R_{40}	2,7 kΩ	DR/66-4
R_{41}	10 kΩ	DR/66-4
R_{42}	1 kΩ	DR/66-4
R_{43}	1,8 kΩ	DR/66-4
R_{44}	12 kΩ	DR/66-4
R_{45}	27 kΩ	DR/66-4
R_{46}	68 kΩ	DR/66-4
R_{46-A}	680 Ω	DR/66-4
R_{47}	12 kΩ	DR/66-4
R_{48}	27 kΩ	DR/66-4
R_{49}	68 kΩ	DR/66-4
R_{50}	1,8 kΩ	DR/66-4
R_{51}	1 kΩ	DR/66-4
R_{52}	12 kΩ vedi testo	DR/66-4
R_{53}	27 Ω	DR/66-4
R_{54}	150 Ω	DR/66-4
R_{55}	1 kΩ	DR/66-4
Tr_1	BC 108	—
Tr_2	OC 71	—
Tr_3	OC 71	—
Tr_4	OC 71	—
Tr_5	OC 71	—
Tr_6	BC 108	—
Tr_7	BC 108	—
Tr_8	OC 71	—
Tr_9	OC 71	—
Tr_{10}	OC 71	—
Tr_{11}	OC 71	—
Tr_{12}	BC 108	—
Tr_{13}	ASZ 16	—

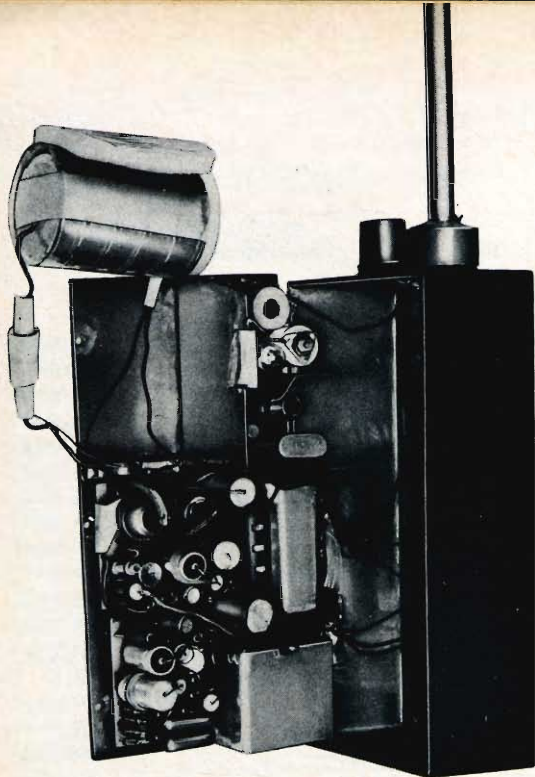



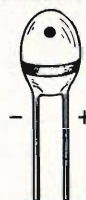
Fig. 13 - Vista « aperta » del trasmettitore a montaggio ultimato.

ALLEGATO A FIG. 9

Sigla	Descrizione	N° G.B.C.
D_1	diodo Zener OAZ 204	—
D_2	diodo AAZ 18 o OA 5	—
D_3	diodo AAZ 18 o OA 5	—
D_4	diodo AAZ 18 o OA 5	—
D_5	diodo AAZ 18 o OA 5	—
L_1	19 spire affiancate di filo 5/10 mm su supporto Ø 8 mm con nucleo. Presa a ½ spire. Link: 2 spire strettamente avvolte in corrispondenza della presa centrale	—
L_2	7 spire distanziate di filo 8/10 mm su supporto Ø 11 mm senza nucleo sviluppo 11 mm	—
L_3	Impedenza R.F. 100 μH	O/497-2
L_4	Bobina di compensazione: 15 spire affiancate di filo Ø 0,4 mm su supporto Ø 12 mm con nucleo (per antenna a stilo lunga centimetri 105)	—

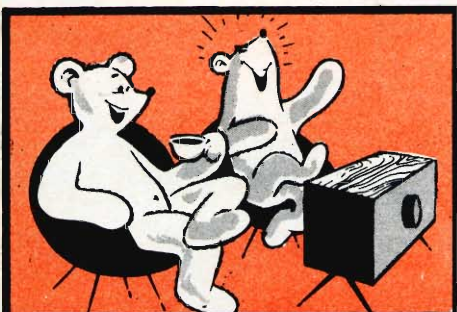
Sigla	Descrizione	N° G.B.C.
R_1	27 kΩ	DR/66-4
R_2	150 kΩ	DR/66-4
R_3	82 kΩ	DR/66-4
R_4	82 kΩ	DR/66-4
R_5	1,2 kΩ	DR/66-4
R_6	2,2 kΩ	DR/66-4
R_7	150 kΩ	DR/66-4
R_8	pot. semifisso 10 kΩ	DP/60
R_9	2,2 kΩ	DR/66-4
R_{10}	pot. semifisso 10 kΩ	DP/60
R_{11}	pot. semifisso 10 kΩ	DP/60
R_{12}	pot. semifisso 10 kΩ	DP/60
R_{13}	pot. semifisso 10 kΩ	DP/60
R_{14}	pot. semifisso 10 kΩ	DP/60
R_{15}	2,7 kΩ	DR/66-4
R_{16}	27 kΩ	DR/66-4
R_{17}	2,7 kΩ	DR/66-4
R_{18}	27 kΩ	DR/66-4
R_{19}	27 kΩ	DR/66-4
R_{20}	3,3 kΩ	DR/66-4
R_{21}	27 kΩ	DR/66-4
R_{22}	12 Ω	DR/66-4
R_{23}	680 Ω	DR/66-4
R_{24}	100 Ω	DR/66-4
R_{25}	330 Ω	DR/66-4
R_{26}	33 kΩ	DR/66-4
R_{27}	18 Ω	DR/66-4
R_{28}	22 kΩ	DR/66-4
R_{29}	3,3 kΩ	DR/66-4
R_{30}	680 Ω	DR/66-4
R_{31}	18 Ω	DR/66-4
R_{32}	100 Ω	DR/66-4
T_1	trasformatore d'uscita 1 W per push-pull di OC 74	HT/2030
Tr_1	BC 108	—
Tr_2	BSY 39	—
Tr_3	BSY 39	—
Tr_4	BSY 39	—
Tr_5	AC 125	—
Tr_6	AC 127	—
Tr_7	AC 128	—
Tr_8	2 N 708	—
Tr_9	2 N 1711	—
Tr_{10}	AC 125	—
Tr_{11}	AC 128	—
Tr_{12}	AC 127	—

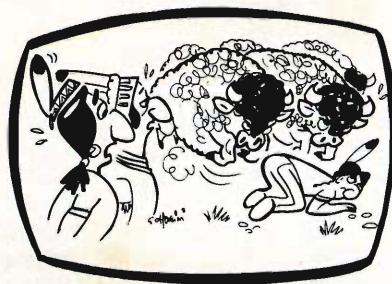
N.B. - Nei condensatori al tantalio B/318 la polarità è quella indicata osservando il puntino colorato.

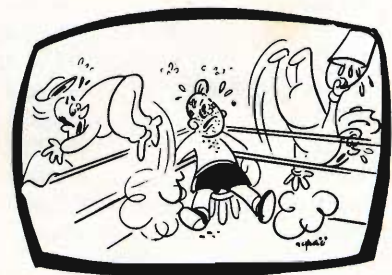
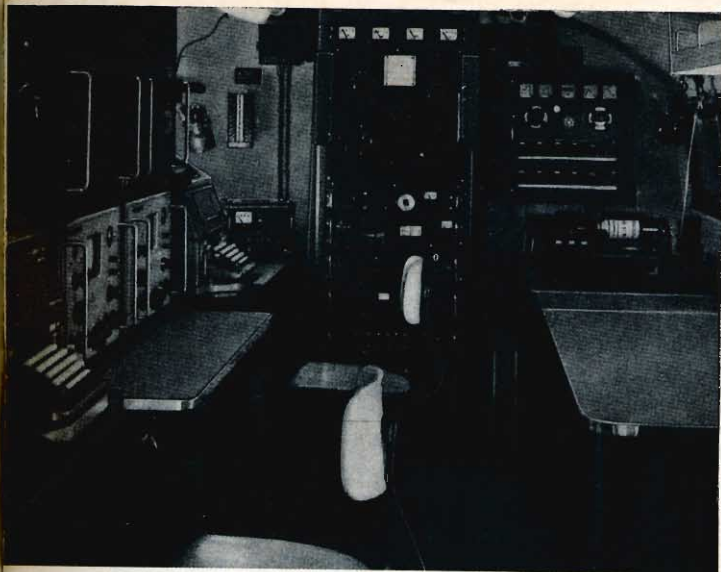
− +

ALLEGATO A FIG. 10

Sigla	Descrizione	N° G.B.C.
C_1	2 µF/10 VL tantalio	B/318-2
C_2	0,033 µF poliestere	B/184-4
C_3	3.000 pF polistirolo	B/28
C_4	0,1 µF poliestere	B/189-6
C_5	2 µF/10 VL tantalio	B/318-2
C_6	2 µF/10 VL tantalio	B/318-2
C_7	10 nF poliestere	B/184-1
C_8	10 nF poliestere	B/184-1
C_9	22 nF poliestere	B/184-3
C_{10}	0,1 µF poliestere	B/189-6
C_{11}	2 µF/10 VL tantalio	B/318-2
C_{12}	400 µF/15 VL	B/352-7
C_{13}	n. 2 condensatori in serie con polarità opposta 10 µF/10 VL	B/318-6
C_{14}	400 µF/15 VL	B/352-7
C_{15}	0,1 µF poliestere	B/189-6
D_1	diodo OA 95	—
D_2	diodo OA 95	—
D_3	diodo OA 95	—
L_1	0,8 H Q = 50 su nucleo Philips k 3.002.45	—
R_1	pot. semifisso 10 kΩ	DP/60
R_2	680 kΩ	DR/66-4
R_3	1 kΩ	DR/66-4
R_4	470 Ω	DR/66-4
R_5	2,7 kΩ	DR/66-4
R_6	27 kΩ	DR/66-4
R_7	0,22 MΩ	DR/66-4
R_8	0,22 MΩ	DR/66-4
R_9	3,3 kΩ	DR/66-4
R_{10}	pot. semifisso 10 kΩ	DP/60
R_{11}	47 kΩ	DR/66-4
R_{12}	820 Ω	DR/66-4
R_{13}	680 kΩ	DR/66-4
R_{14}	5,6 kΩ	DR/66-4
R_{15}	470 Ω	DR/66-4
R_{16}	68 kΩ vedi testo	DR/66-4
R_{17}	18 Ω	DR/66-4
R_{10}	1.000 Ω	DR/66-4
R_{19}	3,3 Ω	DR/66-4
R_{20}	3,3 Ω	DR/66-4
Tr_1	BC 108	—
Tr_2	BSY 39	—
Tr_3	BC 108	—
Tr_4	BSY 39	—
Tr_5	BSY 39	—
Tr_6	AC 128	—
Tr_7	AC 127	—

ALLEGATO A FIG. 11

Sigla	Descrizione	N° G.B.C.
B_1	5 batterie al Ni-Cd da 1,25 V	I/150-3
C_1	100 µF/12 VL	B/306-3 o B/352-5
C_2	6.800 pF polistirolo	B/80-1
C_3	3.300 pF polistirolo	B/79-7
C_4	3.300 pF polistirolo	B/79-7
C_5	10 nF ceramico a disco	B/144-1
C_6	0,047 µF poliestere	B/184-5
C_7	0,047 µF poliestere	B/184-5
C_8	2 µF/10 VL tantalio	B/318-2
C_9	6,4 µF/25 VL	B/297
C_{10}	100 µF/12 VL	B/306-3 o B/352-5
C_{11}	100 µF/12 VL	B/306-3 o B/352-5
C_{12}	50 nF ceramico a disco	B/144-3
C_{13}	10 nF ceramico a disco	B/144-1
C_{14}	15 pF ceramico a perlina	B/11
C_{15}	10 nF ceramico a disco	B/144-1
C_{16}	10 pF ceramico a perlina	B/11
C_{17}	compensatore 3 ÷ 30 pF	O/31
C_{18}	10 pF ceramico a perlina	B/11
C_{19}	10 nF ceramico a disco	B/144-1
C_{20}	10 nF ceramico a disco	B/144-1
C_{21}	100 µF/12 VL	B/306-3 o B/352-5
C_{22}	10 nF ceramico a disco	B/144-1
C_{23}	100 µF/12 VL	B/306-3 o B/352-5
C_{24}	100 µF/12 VL	B/306-3 o B/352-5
C_{25}	400 µF/15 VL	B/352-7
C_{26}	6,4 µF/25 VL	B/297
C_{27}	2 µF/10 VL tantalio	B/318-2
C_{28}	2,7 nF ceramico a perlina	B/12

VIDEO RISATE

« Ci sono, Giorgio! Ecco perché le chiamano le isole Sandwich!... ».

« Bisogna riconoscere che "Orecchio d'Alce" non ha più l'udito finissimo di un tempo... ».

« Dai, tesoruccio, toglitelo... non vuoi dare un ultimo bacetto alla tua piccioncina?... ».

« Eccolo che ritorna!!... ».

RADIO AMATORI

a cura di P. Soati

LE EMISSIONI FAC-SIMILE

L'attività dei radioamatori rispetto a quella propria del periodo di formazione, ha subito trasformazioni notevoli. Evidentemente siamo molto lontani dai tempi in cui essi con apparecchi primordiali, di costruzione propria, dimostravano come fosse possibile collegare fra loro, sulla gamma delle onde corte, continenti molto lontani e gli stessi antipodi. Attualmente gli OM usano comunemente le emissioni tipo SSB, le telescriventi, mentre sta prendendo forma anche l'uso del fac-simile, specialmente per quanto concerne le informazioni meteorologiche.

Evidentemente quest'ultima attività, che non sappiamo fino a che punto sarà consentita in Italia, presenta delle difficoltà sia dal punto di vista economico sia da quello pratico. Comunque sono in circolazione delle apparecchiature il cui costo è già alla portata del singolo individuo e la cui messa in funzione è particolarmente semplice.

I rice-trasmettitori di fac-simile consentono la trasmissione e la riproduzione, in ricezione, di fotografie, scritti, disegni, carte meteorologiche ed altri stampati o manoscritti e comportano l'uso di un trasmettitore avente lo scopo di consentire l'emissione di un'onda portante da modulare e di un ricevitore, del tutto simili a quelli usati nei servizi di radiocomunicazioni.

Il complesso trasmittente, comprende un rullo nel quale è avvolta la fotografia o lo scritto da trasmettere mentre nel complesso ricevente esiste un rullo simile a quello del suddetto complesso con avvolto il materiale sensibile nel quale sarà riprodotta la fotografia. Il movimento di detti rulli è sincronizzato tramite degli impulsi, sia nel senso rotatorio, attorno al proprio asse, sia in senso parallelo all'asse stesso. Detti movimenti consentono l'esplorazione completa di tutta la superficie.

Nel trasmettitore una piccola area della fotografia viene illuminata fortemente da un raggio di luce il cui raggio riflesso è raccolto da una lente ed inviato ad una

cellula fotoelettrica. In relazione agli spostamenti del rullo tutta la fotografia viene esaminata punto per punto, ad una prestabilita velocità, riflettendo una quantità di luce più o meno intensa a seconda che il raggio esploratore incontri una zona chiara od una zona più scura. Le variazioni di intensità luminosa sono trasformate in altrettante variazioni di intensità di corrente, da parte della cellula fotoelettrica, le quali, dopo essere state opportunamente amplificate, sono irradiate nello spazio tramite il trasmettitore a radio frequenza oppure inviate via filo al corrispondente.

Fig. 1 - Rice-trasmettitore fac-simile.

Le suddette correnti variabili giungendo al posto ricevente agiscono su di un speciale dispositivo che fa spostare uno specchio, noto con il nome di oscillografo a cappio, che attraverso una piccola apertura riflette sul materiale sensibile, avvolto sul rullo ricevente, un raggio luminoso di intensità variabile in concomitanza con il variare dell'intensità dei segnali in arrivo e che corrisponde alle varie tonalità della foto in trasmissione, che vengono riprodotte fedelmente.

Lo sviluppo del materiale sensibile, a seconda del sistema usato, può essere effettuato, direttamente nell'apparecchiatura ricevente oppure in camera oscura.

I complessi che interessano più da vicino i radioamatori sono molto più semplici. Essi infatti sono usati in commercio per la trasmissione di disegni, dattiloscritti e stampati di modo che possono essere riprodotti su carta normale come è indicato nella descrizione dell'apparato che segue.

RICE-TRASMETTITORE SIEMENS DI FAC-SIMILE tipo HELL KF 108

Questo apparecchio che, ripetiamo, può interessare in modo particolare i radio amatori è destinato alla trasmissione ed alla ricezione di disegni, testi scritti, dattiloscritti, assegni, stampati. Esso può essere usato fra l'altro per sostituire i normali apparecchi telefotografici che sono molto più complicati, qualora si desideri riprodurre a distanza, con assoluta fedeltà, documenti in bianco e nero senza mezze tinte (cioé con l'assenza dei grigi e dei mezzi toni).

Il complesso combinato trasmissione-ricezione si basa sul solito sistema di esplorazione elettro-ottica costituito da una lampada esploratrice e da una fotocellula, inoltre un generatore a frequenza fonica, incorporato, rende possibile la trasmissione delle immagini anche sulle normali linee telefoniche.

Da notare altresì che il dispositivo di sincronismo fra trasmettitore e ricevitore è assicurato dalla frequenza della rete elettrica. Ciò rende superflua la presenza dei complicati sistemi di sincronizzazione, caratteristici degli apparecchi destinati alla riproduzione delle fotografie.

Il complesso ricevente è notevolmente semplificato in relazione all'adozione di un ingegnoso sistema elettromeccanico munito di una piccola ruota scrivente inchiostrata, che segna i punti dell'immagine con la finezza di un capello.

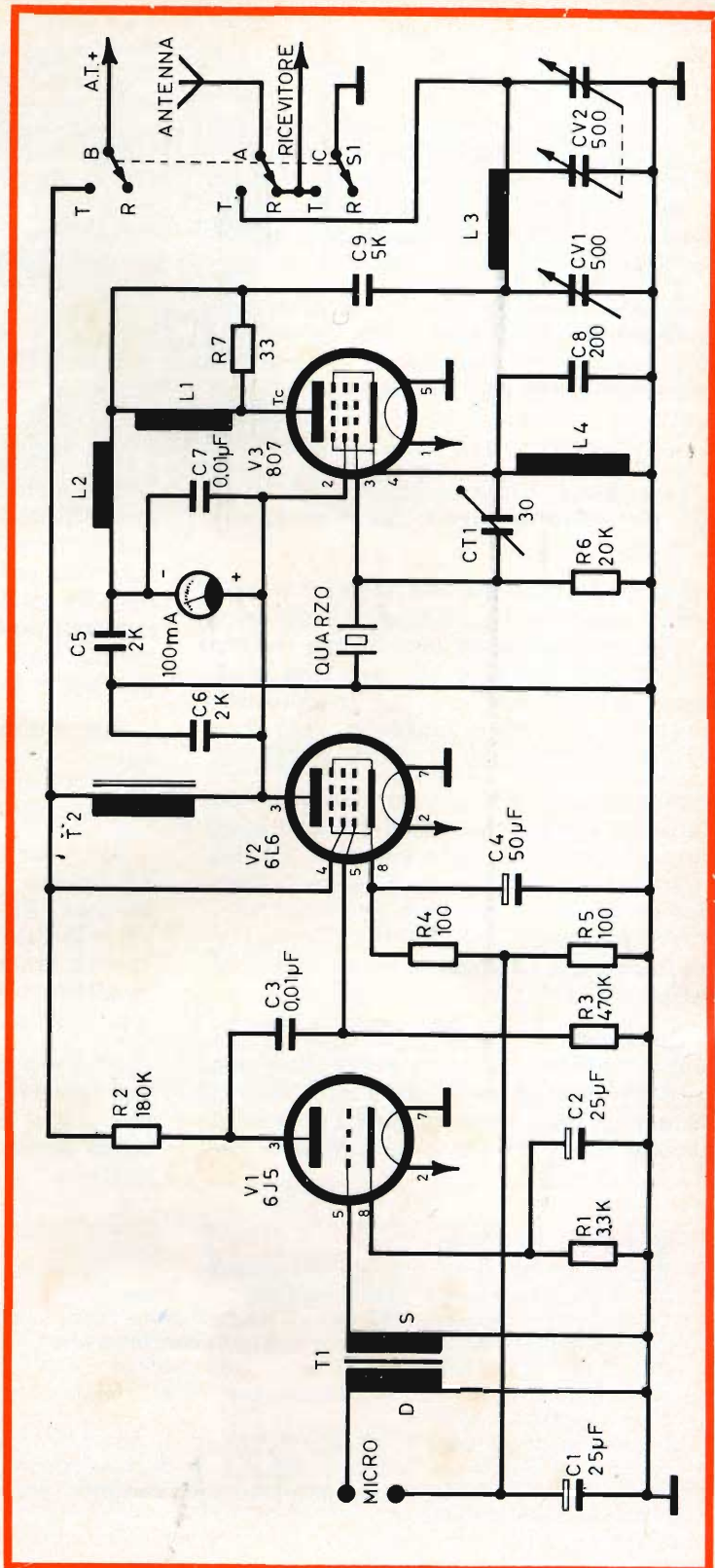
Ciò consente l'uso della normale carta da scrivere senza che sia necessario ricorrere a complicati trattamenti chimici per lo sviluppo e la stampa.

I caratteri della scrittura od i contorni di un disegno per effetto dei disturbi, nelle condizioni peggiori di ricezione, possono risultare tutto al più poco chiari ma non possono assolutamente riuscire sbagliati per il fatto che ogni centimetro quadrato di superficie dell'immagine ricevuta si compone di 1.000 punti.

Il documento da trasmettere è avvolto su un cilindro ed una volta stabilito il collegamento con il posto ricevente è sufficiente agire sull'interruttore che comanda la messa in moto affinché tutte le operazioni di trasmissione avvengano automaticamente. La stessa regola vale anche in ricezione dove è sufficiente avvolgere un foglio bianco al rullo di ricezione e premere l'apposito tasto affinché tutte le operazioni, compresa quella di arresto, si svolgano automaticamente senza la presenza di persone all'apparato.

Il vantaggio dell'uso di un apparecchio fac-simile in talune condizioni, può sostituire un complesso RTTY se si tiene conto che consente la trasmissione di circa 850 caratteri al minuto in confronto dei 450 possibili con una normale telescrivente del sistema start-stop.

È ovvio che esistano sul mercato apparecchi molto più complicati e adatti alla trasmissione di fotografie, ma essi evidentemente esulano dalla normale attività che svolgono i radioamatori nostrani i quali potranno trovare negli apparecchi destinati alla riproduzione dei disegni e della scrittura, un ottimo sostituto alle telescriventi con una spesa relativamente modesta.

Fig. 2 - Trasmettitore per radioamatori per le gamme 80 e 160 metri.

SEMPLICE TRASMETTITORE PER LE GAMME DEGLI 80 E 160 METRI

In figura 2 è indicato lo schema di un semplice trasmettitore per radioamatori adatto a funzionare sulle gamme degli 80 e dei 160 metri il quale eventualmente potrà essere adattato a funzionare in banda 40 metri.

Questo apparato, che ha la principale caratteristica di essere molto semplice e di costare poco, è costituito da una valvola 807 che funge da oscillatrice a cristallo, modulata di placca e di griglia schermo, tramite una valvola 6L6.

Una valvola 6J5 funge da amplificatrice dei segnali provenienti dal microfono a carbone.

L'alimentatore che non è indicato nello schema, può essere del tipo convenzionale e realizzato mediante una valvola raddrizzatrice tipo 5U4GB o similare, con impedenza di livellamento e due condensatori elettrolitici da 40 μF ciascuno. Esso deve fornire una tensione di 300 V a 200 mA.

La bobina **L1** non è altro che una impedenza antiparassitaria costituita da 6 spire di qualsiasi filo di rame smaltato, avvolte sopra una resistenza da 33 ohm 1 Watt, tipo carbone. **L2** invece è una impedenza a radiofrequenza da 2,5 mH 125 mA. L'altra impedenza **L4** dovrà avere le stesse caratteristiche di L2.

La bobina più importante è la **L3** che permette di effettuare la sintonia di placca del trasmettitore e che è costituita da 40 spire di rame smaltato da 0,2 millimetri, avvolte sopra un supporto a minima perdita avente 37 millimetri di diametro e spaziate in modo tale che l'avvolgimento completo occupi la lunghezza di 30 millimetri.

Questi dati non sono rigorosi ed eventualmente possono essere modificati sensibilmente aumentando il diametro del conduttore o cambiando la larghezza e la lunghezza dell'avvolgimento in relazione al materiale di cui si dispone.

Occorre ricordare che per mantenere inalterato il valore dell'induttanza, se si aumenta il diametro occorre allungare un poco la bobina o diminuire leggermente il numero delle spire.

Il condensatore CV1 dovrà avere un isolamento non inferiore ai 600 V di cresta per evitare scariche mentre il condensatore CV2 può essere costituito da un tandem di condensatori del tipo usato in ricezione, purché l'antenna abbia una lunghezza equivalente ad 1/4 d'onda della gamma di lavoro.

Il trasformatore T1 è del tipo usato comunemente per gli altoparlanti da 16 a 50 ohm, usando la parte a bassa impedenza per collegarvi il microfono a carbone.

Anche il trasformatore T2 può essere del tipo usato per l'uscita delle valvole di potenza. Si dovrà adoperare soltanto la sezione primaria. In sua mancanza potrà essere utilizzata una impedenza di filtro da 200 mA che permetterà di ottenere migliori prestazioni.

Il valore di tutti gli altri componenti è indicato direttamente sullo schema. Per le operazioni di messa a punto valgono le solite norme.

Una delegazione ufficiale del Governo del Burundi ha firmato un contratto per la fornitura di una rete di telecomunicazioni completa.
La natura montagnosa del Burundi ha consigliato di predisporre un impianto, i cui collegamenti principali saranno mantenuti con trasmettitori a microonde. Nucleo centrale della rete sarà la stazione di collegamento sul monte Manga, a 2600 metri di altezza, da dove si possono inviare, attraverso i trasmettitori a microonde, messaggi in sette diverse direzioni.
Il sistema comprende il collegamento fra la stazione di monte Manga e la capitale Bujumbura per la trasmissione simultanea di conversazioni su 120 canali telefonici, gli altri collegamenti fra le città più importanti verranno assicurati da trasmettitori a microonde a 24 canali.

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

MISURE FOTOMETRICHE E COLORIMETRICHE IN TELEVISIONE

(Da « Télévision » - Dicembre 1967)

Si tratta di un articolo facente parti di una serie iniziata sui numeri precedenti, e che verrà poi conclusa su numeri successivi, che presenta diversi aspetti interessanti in quanto sulla tecnica delle misure fotometriche e colorimetriche si basano il rendimento e la naturalezza dei colori che è possibile ottenere nella riproduzione di immagini televisive cromatiche.

La puntata alla quale ci riferiamo inizia in primo luogo con una serie di interessanti considerazioni sulla composizione della luce prodotta dai cinescopi a colori: questo paragrafo è corredato di due grafici, uno dei quali riproduce la ripartizione spettrale approssimativa dei fosfori impiegati per la realizzazione di cinescopi in bianco e nero, mentre il secondo rappresenta graficamente la diminuzione della luminosità dei suddetti fosfori, osservata mediante un disposivito fotoelettrico attraverso un'apertura assai limitata.

Il paragrafo successivo considera i metodi psico-soggettivi per effettuare la misura,

mentre il terzo prende in considerazione i metodi obbiettivi diretti.

Sotto questo aspetto, la figura che riproduciamo rappresenta lo schema sinottico di uno strumento adatto alla misura della luminanza, del tipo a fotomoltiplicatore, che permette appunto misure obbiettive dirette. In essa, E rappresenta lo schermo luminescente del cinescopio, V rappresenta il vetro di protezione esterno dello stesso cinescopio, D rappresenta un diaframma al centro del quale si trova un foro di diametro assai ridotto, O rappresente l'obiettivo destinato a rendere paralleli i raggi passanti attraverso D, PM rappresenta il fotomoltiplicatore, mentre C rappresenta infine il commutatore che consente di cortocircuitare lo strumento di misura avente una sensibilità di 50 microampère fondo scala, collegato in serie ad un alimentatore stabilizzato (che fornisce una tensione di 1.800 volt), rappresentato dal rettangolo in basso a destra.

Tra i vari argomenti considerati nell'articolo, figurano la misura del responso dinamico di un televisore, la misura del responso elettro-ottico globale del ricevitore, la produzione di tonalità bianche di confronto, ecc. In definitiva, per produrre un bianco campione si impiega una sorgente irradiante appunto una luce bianca, costituita da una lampada speciale fotometrica: essa viene messa in funzione con l'alimentazione da parte di una corrente di intensità nota, in modo da portare il filamento ad una temperatura prestabilita con esattezza, misurata con un pirometro ottico.

L'articolo è assai approfondito, ed è certamente interessante per chi si occupa dei problemi più gravi della ricezione televisiva.

CIÓ CHE OCCORRE SAPERE SULLE TESTINE DI LETTURA

(Da « Radio Télévision Pratique » - Ottobre 1967)

In questa epoca, nella quale la tecnica si è particolarmente sviluppata nel campo della musica riprodotta, le testine di lettura dei dischi normali e microsolco costituiscono tuttora un notevole interesse, in quanto esse sono sempre suscettibili di ulteriori perfezionamenti.

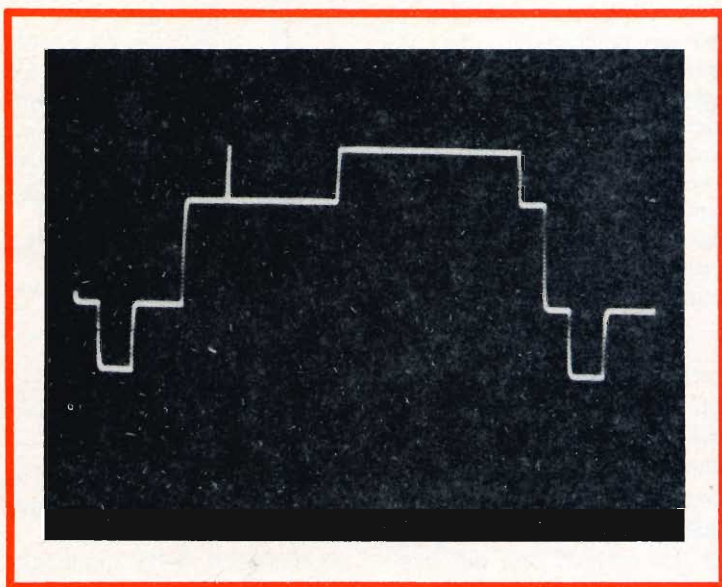
L'articolo considera l'argomento sia dal punto di vista monofonico, sia da quello stereofonico, agli effetti dell'attrito esercitato dalla puntina sulla superficie del disco, e più precisamente all'interno del solco, nonché del peso che la testina esercita sul disco, e quindi della pressione che lo determina.

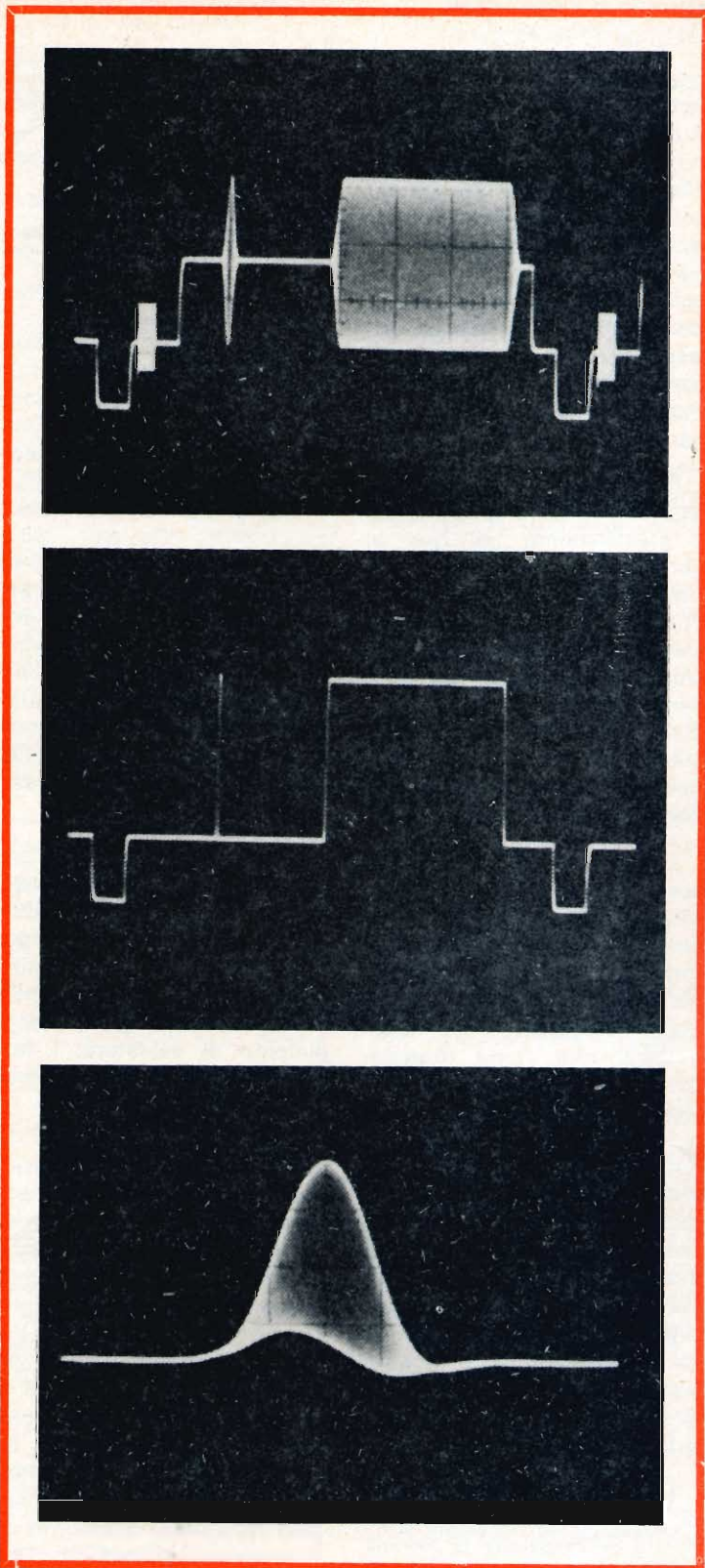
Per i tecnici che si occupano dell'amplificazione a Bassa Frequenza, ed in particolare della produzione di giradischi, di fonovaligie, e di impianti ad Alta Fedeltà, nonché della costruzione della manutenzione di apparecchiature professionali, questo articolo può presentare numerosi aspetti interessanti.

GENERATORE DI IMPULSI E DI BARRE PER LA MESSA A PUNTO DI TELEVISORI A COLORI FUNZIONANTI SUI SISTEMI NTSC E PAL

(Da « Electronique Professionelle » - Dicembre 1967)

I segnali di forma d'onda quadra e sinusoidale, nonché le barre impiegate per la prova e la messa a punto delle apparecchiature di televisione monocromatiche, non sono generalmente abbastanza sensi-

bili per stabilire il fattore di distorsione nella banda di crominanza, agli effetti del collaudo e della messa a punto di televisori a colori. Per questo motivo, essi sono stati modificati per effettuare la misura delle ineguaglianze di ritardo e di guadagno tra i circuiti di luminanza e di crominanza in entrambi i sistemi di televisione a colori NTSC e PAL.

Il generatore descritto nell'articolo fornisce delle forme d'onda per i segnali cromatici ad impulsi, nonché delle barre di sola crominanza e di luminanza + crominanza, con una scelta della larghezza di banda degli impulsi di crominanza di ± 2 MHz, oppure di ± 1 MHz, in ciascun caso. Oltre a ciò, il medesimo apparecchio permette di ottenere dei segnali monocromatici ad impulsi, e delle barre ad onde quadre, aventi una frequenza adatta per le misure di esplorazione.

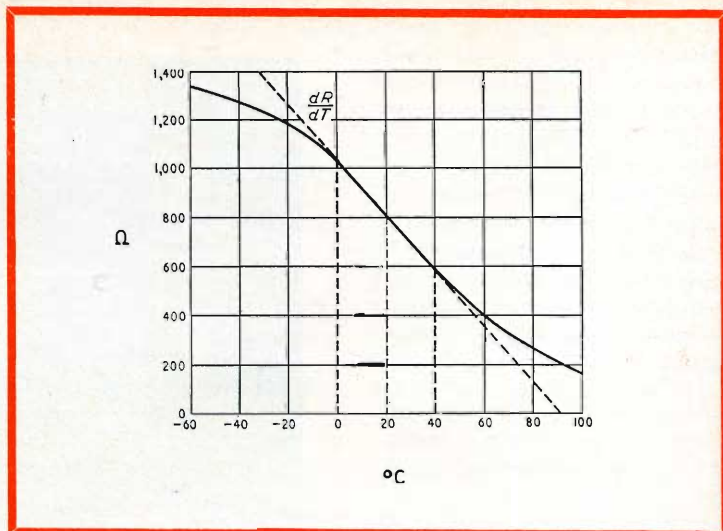
L'articolo al quale ci riferiamo descrive pertanto un tipo di generatore di segnali che può essere assai interessante anche agli effetti dell'attività che si svolge nel nostro Paese in fatto di televisione a colori. La figura che riproduciamo rappresenta a titolo di esempio quattro tipi di oscillogrammi che è possibile ottenere con i segnali prodotti dall'apparecchio in questione. Esso viene descritto in funzione di grafici illustranti la curva di responso dei relativi circuiti accordati e della forma d'onda degli impulsi prodotti, di alcuni schermi a blocchi, e di due illustrazioni che riproducono l'espetto esterno ed interno dello strumento.

MISURE E CONTROLLI MEDIANTE TERMISTORI

(Da « Components Standard » Autunno 1967)

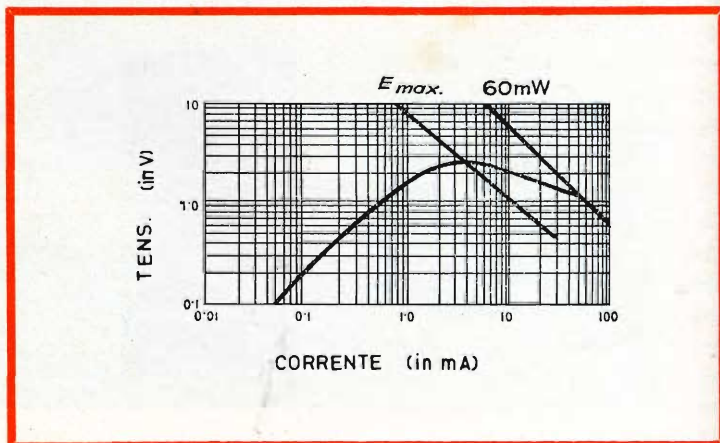
I termistori del tipo «NTC» (ossia a coefficiente termico negativo) sono resistenze sensibili alla temperatura, il cui valore ohmico diminuisce con l'aumentare della temperatura stessa. In pratica, si tratta di un materiale semiconduttore ben noto, caratterizzato del 4% di variazione per ogni grado centigrado.

Essi vengono normalmente prodotti in tre diversi tipi, e precisamente nel tipo a perlina, a disco e ad astina. L'intera serie dei suddetti tipi copre una gamma di resistenza compresa tra pochi ohm e diversi Megaohm, consentendo così l'adattamento di questi dispositivi a qualsiasi applicazione che debba risultare sensibile alle variazioni di temperatura.

L'articolo ha inizio con una serie di considerazioni agli effetti della tecnica e delle possibilità di impiego dei termistori del tipo a perlina. Essi consistono in una goccia di materiale semiconduttore, che viene formato durante il procedimento di fabbricazione in corrispondenza delle estremità dei conduttori di collegamento in platino facenti capo ai terminali. Numerosi tipi appartenenti a questa categoria sono completamente sigillati nel vetro, il quale provvede e proteggere il semiconduttore dal punto di vista meccanico, nonché contro gli agenti esterni di natura chimica e fisica.

I termistori di questo tipo si prestano particolarmente per la realizzazione di piccoli

dispositivi, mediante i quali è possibile controllare apparecchiature di dimensioni notevolmente maggiori, grazie alla possibilità di inserire l'elemento sensibile all'estremità di una sonda, che può essere così collocata anche in posti difficilmente accessibili.

I tipi a disco sono invece costituiti da semplici pastiglie di materiale semiconduttore, i cui lati esterni vengono argentati per consentire l'applicazione dei terminali mediante un semplice procedimento di saldatura. I termistori appartenenti a questa categoria vengono generalmente usati per effettuare misure di temperatura, nonché per la realizzazione di apparecchiature di controllo, di compensazione, ecc. Si tratta di dispositivi a basso costo, disponibili in varie dimensioni ed in vari valori resistivi, che però non presentano un responso altrettanto rapido, quanto lo è quello dei termistori del tipo a goccia o a perlina. Essi non vengono quasi mai racchiusi in involucri ermeticamente sigillati, e presentano una massa relativamente notevole: di conseguenza, possono funziona-

re con una dissipazione di potenza assai maggiore che non con i tipi più piccoli testé citati.

I termistori ad astina presentano infine una massa solitamente assai maggiore di quella degli altri due tipi precedentemente considerati. Essi presentano una struttura cilindrica, per cui sono caratterizzati da una superficie esterna notevole. Sono in grado di dissipare una potenza assai maggiore di quella che può essere dissipata dai due tipi precedenti, e vengono solitamente usati per la soppressione degli impulsi di

sovratensione, per la realizzazione di dispositivi a ritardo, e — occasionalmente — per effettuare compensazioni termiche.

La prima figura che qui riportiamo è un grafico che rappresenta la caratteristica tipica di variazione della resistenza di un termistore in funzione delle variazioni di temperatura. La seconda è invece un grafico tipico che esprime la caratteristica di variazione della tensione in funzione dell'intensità della corrente, in rapporto ad un valore massimo della tensione E pari approssimativamente a 2,5 volt, e ad una dissipazione di 60 milliwatt.

In alcune applicazioni, può risultare opportuno collegare un termistore in parallelo ad una resistenza di valore fisso, per ottenere particolari prestazioni come quelle raffigurate graficamente nella terza figura che riproduciamo. In essa, il valore della resistenza fissa ammonta ad 1,246 ohm, mentre il termistore presenta un valore di 2.000 ohm alla temperatura di 20 °C. Se un circuito a termistore viene alimentato mediante una sorgente che fornisca una corrente di intensità costante, considerando la legge di Ohm, una variazione lineare di resistenza determina una variazione lineare della tensione presente ai capi del circuito. Analogamente, se un termistore viene alimentato con una sorgente che fornisca invece una tensione di valore costante, la variazione lineare di conduttanza produce una variazione lineare dell'intensità della corrente che scorre internamente al termistore.

Da tutto ciò risulta dunque evidente che l'impedenza della corrente di tensione che alimenta un circuito a termistore deve essere tenuta nella dovuta considerazione, per cui occorre effettuare una opportuna messa a punto del valore della resistenza fissa, allo scopo di ottenere le condizioni corrette di funzionamento in base ad una tensione di uscita lineare, oppure in base ad una corrente di uscita ad andamento lineare.

I termistori sono già stati oggetto di numerosi articoli pubblicati su questa stessa rivista; tuttavia — a causa della ricchezza di dati che caratterizza questa nota che recensiamo — ne consigliamo la lettura a coloro che si occupano dello studio e della realizzazione di dispositivi sensibili alla temperatura.

SISTEMA DI INIEZIONE A COMANDO ELETTRONICO

(Da « Electronique » - Ottobre 1967)

Il sistema elettronico di iniezione del carburante in un motore a scoppio, descritto in questo numero della rivista francese, si basa sul principio dell'iniezione nel tubo di aspirazione. Una unità di comando azionata elettronicamente fornisce degli impulsi di corrente al solenoide, che provvede a governare il funzionamento degli iniettori.

Le esigenze di un sistema di iniezione del carburante,

riferite ad un motore a scoppio impiegato in un veicolo per passeggeri, possono essere elencate come segue: in primo luogo, esso deve presentare delle buone caratteristiche di funzionamento, una facilità di passaggio di flusso del carburante, ed una certa facilità di manutenzione. Oltre a ciò, esso deve avere un prezzo tale da porlo in concorrenza rispetto ai normali dispositivi di tipo meccanico, ed infine deve presentare la massima comodità di impiego da parte dell'utente.

L'articolo considera i vari punti di vista, per effettuare poi una scelta razionale del sistema da adottare tra i vari possibili. Oltre a ciò, l'Autore si intrattiene su numerose considerazioni nei confronti delle prestazioni, del tipo di motore che deve essere alimentato, di carattere economico in rapporto alla manutenzione, ecc.

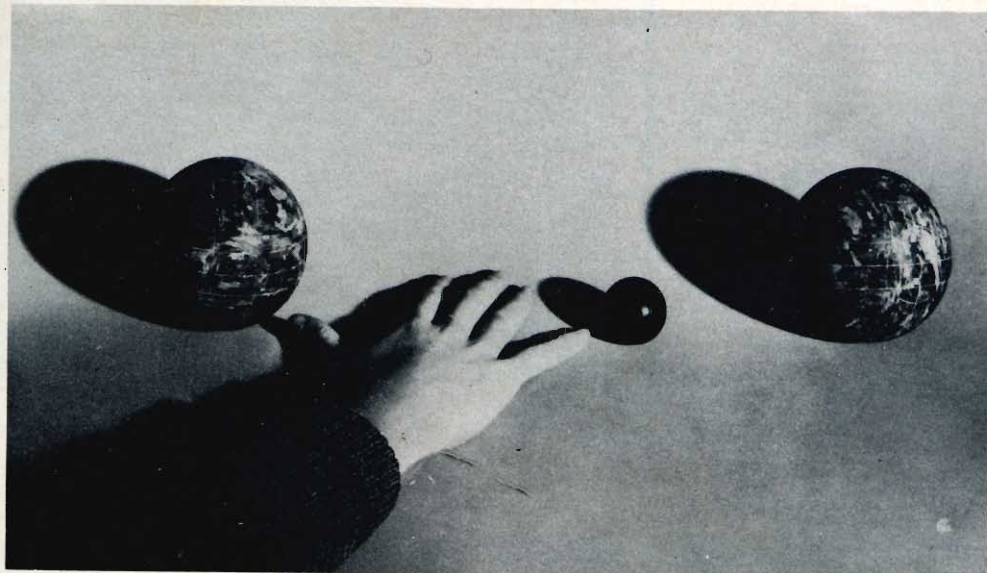
La nota è corredata di numerose e dettagliate illustrazioni, che chiariscono ogni dubbio, per quanto riguarda le possibilità di impiego e di pratica installazione di un dispositivo di questo genere. Si tratta — in sostanza — di un'altra dimostrazione del fatto che l'elettronica rivela la sua indispensabilità in ogni campo industriale.

METODI DI IMPIEGO DEGLI ALTOPARLANTI STEREOFONICI

(Da « Radio Télévision Pratique » - Dicembre 1967)

Agli effetti del massimo sfruttamento delle prestazioni di un impianto di riproduzione sonora, uno degli argomenti di maggiore importanza consiste nello sfruttamento delle caratteristiche intrinseche degli altoparlanti, sia agli effetti dell'adattamento della loro impedenza all'impedenza di uscita dell'impianto di amplificazione, sia agli effetti della disposizione delle diverse unità in base all'acustica ambientale ed all'arredamento.

L'articolo, redatto in chiari termini didattici, considera in primo luogo la tecnica di collegamento degli altoparlanti all'uscita dell'amplificatore, considerando i due canali separatamente, indi accenna al problema della messa in fase delle varie unità, fornendo anche numerosi ragguagli circa il metodo più opportuno per eseguire le relative connessioni. Successivamente, l'Autore considera quelli che sono i provvedimenti basilari per ottenere il rendimento in fase da parte degli elementi acustici trasduttori, indipendentemente dal loro metodo di collegamento: a titolo di esempio, nella figura che riproduciamo è rappresentato un caso tipico nel quale gli altoparlanti sono disposti esattamente una di fronte all'altro, con un divano interposto tra i due, onde permettere all'ascoltatore o agli ascoltatori che possono trovar posto sul suddetto divano di trovarsi nel punto ideale di ascolto, grazie anche all'altezza relativamente ridotta rispetto al suolo, consentita dalla posizione che si assume stando seduti.

L'articolo considera anche diversi altri sistemi di installazione degli impianti, con alcuni grafici che chiariscono quelle che sono le posizioni più idonee degli altoparlanti, a seconda della struttura dell'ambiente. Si tratta quindi di una nota che può essere assai interessante per chi svolge un'attività nel campo dell'installazione e della manutensione di impianti di amplificazione sonora.

Perché accontentarsi di misure approssimative?

Su un campo di bocce può ancora andare, ma nel lavoro, qualunque sia non si può fare a meno di misure precise e sicure.

L'analizzatore 3200 della FACE STANDARD consente da solo di effettuare con semplicità e precisione misure di tensioni, correnti e resistenze ed è lo strumento ideale per elettricisti, riparatori radio - TV, ecc.

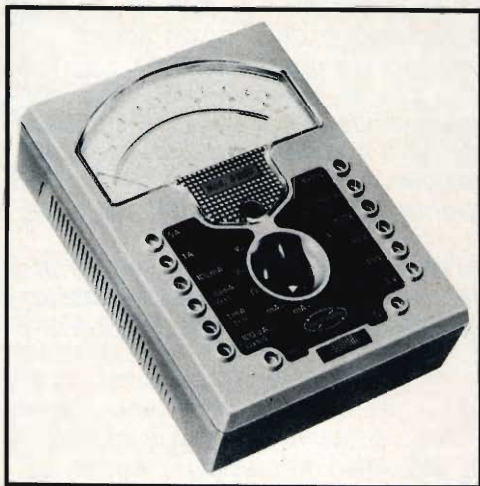
Formato ridotto e robusto, quadrante ampio e di facile lettura, precisione e durata eccezionali grazie alla protezione del galvanometro a bobina mobile contro i brevi sovraccarichi.

Viene fornito corredato di cordoni, libretto di istruzioni e garanzia di un anno.

Misure eseguibili:

Tensioni e correnti continue, tensioni e correnti alternate, resistenze, livelli.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione:	1,5 V c.c.; 3-10-30-100-300-1000 V c.c. e c.a.
Sensibilità:	20.000 ohm/V c.c. e c.a.
Correnti:	100 μA c.c. 1-10-100 mA; 1-5 A c.c. e c.a.
Precisione:	± 1,5 % c.c.; ± 2,5 % c.a.
Resistenze:	5 ohm ÷ 10 Mohm in 3 gamme.
Livelli:	da — 10 a + 52 dB.
Accessori:	sonda AT, pinza amperometrica, astuccio di cuoio.

Fabbrica Apparecchiature per Comunicazioni Elettriche - Standard - S.p.A.
20158 Milano, Viale L. Bodio 33 - Tel. 37.72

FACE STANDARD

LA SCRIVANIA DELLO ZIO

L'ELETTRONICA E MARTE

È allo studio la possibilità di sottoporre Marte ad una sorta di « check up » biologico in loco, per constatare se vi esiste la vita. Il progetto, di cui si è parlato al 7° Congresso della Scienza e Tecnologia Spaziale, tenutosi a Tokyo, prevede il lancio di una navicella spaziale con destinazione Marte. In particolare viene considerato l'eventuale ammaraggio di un Laboratorio Biologico Automatico che sottoponga il pianeta ad una serie di esami, analisi e prove per accertare l'esistenza su di esso di qualsivoglia forma di vita, anche elementare.

I requisiti operativi propri di tale laboratorio sono assai complessi; infatti, dovrà operare su un piano di assoluta imprevedibilità, in situazione ambientale del tutto nuova. A differenza delle attuali esplorazioni spaziali, che si avvalgono di prove ed esperimenti condizionati dalle apparecchiature a bordo o da segnali trasmessi da terra, il laboratorio su Marte verrebbe dotato di tutti gli strumenti atti a far fronte al maggior numero di problemi.

A conferirgli logiche attitudini operative, varrà la presenza a bordo del veicolo spaziale, di un calcolatore elettronico che, oltre a garantire il sistema di guida del veicolo, istruirà automaticamente tutte le fasi successive delle prove stesse, secondo la metodologia sperimentale più opportuna. Una tecnica operativa detta « Evolutionary Systems for Data Processing » consentirà oltre che la direzione del calcolatore per mezzo del calcolatore stesso, anche la documentazione dei programmi elaborati nelle rispettvie fasi di sperimentazione. In tal modo sarà possibile per gli scienziati della Terra procedere,con un'ulteriore riprogrammazione, a un successivo controllo. Il progetto in fase avanzata di studio, ha tratto origine dagli studi, iniziati nel 1964, sulle sonde spaziali.

Successivamente, e in concomitanza con la partecipazione alla ricerca di scienziati dell'università di Stanford, l'attenzione dei ricercatori si è fissata su Marte, unico pianeta del sistema solare sul quale è ritenuta possibile una forma di vita.

I TRANSISTOR NELLA PSICOTERAPIA

La perfezione tecnica e le ridotte dimensioni dei transistori Planari al silicio, non più grandi di un granello di sale, hanno consentito la costruzione di uno speciale apparecchio destinato ad aiutare psicologhi e psichiatri nel trattamento di alcuni tipi di malformazioni o di irregolarità di funzionamento del cervello, o di stati di depressione acuta, che influenzano negativamente l'attività orale di un malato.

Il nuovo apparecchio, denominato « Chatterbox », è stato costruito dall'Istituto di Psicologia dell'Università di Oxford con dispositivi microscopici per le protesi acustiche invisibili ed è costituito da un piccolo laringofono, da un amplificatore e da un relé che comanda l'inserimento di un orologio elettrico a transistori Planari ogniqualvolta l'amplificatore venga sollecitato dalla voce del paziente. Il sistema consente di registrare, per tutto il tempo durante il quale è applicato al malato, ogni parola che questi pronuncia.

Le caratteristiche tecniche dell'amplificatore permettono inoltre di discriminare i suoni emessi dal paziente da quelli provenienti da altre sorgenti sonore. In questo modo l'apparecchio, che per le sue ridottissime dimensioni può essere contenuto in un taschino, dà modo ai medici di analizzare le variazioni del volume di parole che vengono pronunciate in una certa unità di tempo.

Queste analisi consentono di stabilire i progressi o i regressi dell'attività orale del paziente in rapporto alla terapia medica a cui è sottoposto.

Lo Chatterbox può infine essere utilmente usato per registrare le reazioni emotive di un gruppo di pazienti nel corso di apposite riunioni a scopo terapeutico.

SUSSIEGO

Faraday incominciò a lavorare, da ragazzo, come garzone di libreria. Ma il commercio non gli andava più. Il genio trova da solo la via di uscita, a dispetto degli ostacoli di qualsiasi natura.

Fu così che il garzone Faraday ebbe un giorno la ventura, forse sollecitata da lui, di essere accompagnato alla Royal Institution ad assistere a una lezione di Sir Humphry Davy.

Faraday prese degli appunti e li mandò allo stesso docente, Sir Davy, il quale si rese subito conto che il ragazzo aveva del talento.

Era la fine dell'anno 1812 e Faraday fece il primo gran passo, lasciando il posto di commesso e assumendo quello di assistente alla Royal Institution.

Sir Davy portava con sè il giovane Faraday anche nei viaggi all'estero, ma c'era un guaio: Lady Davy, la moglie del professore, sempre fra i piedi, che si dava un sacco di arie e considerava Faraday alla stregua di un servo.

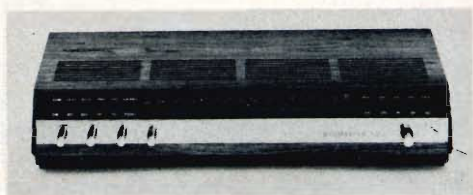
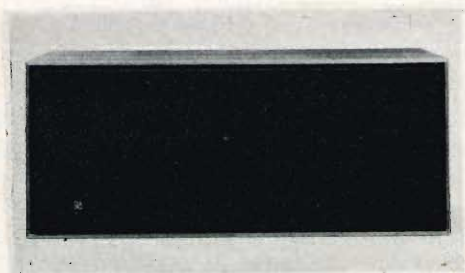
Nel 1814, a Ginevra, il fisico De la Rive si accorse che il « servo » Faraday era un genio e lo invitò a pranzo assieme ai Davy. Apriti cielo: la signora Davy diede in escandescenze perchè « quel servitore » non era degno di sedere a tavola con lei. Si dovette giungere ad un compromesso: Faraday pranzò in un'altra stanza per non offuscare, con la sua presenza, la nobiltà di Lady Davy. La quale, oltre tutto, doveva essere anche brutta.

TUTTO CHIARO

È nota l'astrusità con cui i simboli matematici si presentano alla maggior parte degli studenti, e non soltanto a loro.

Il noto umorista inglese Jerome K. Jerome ha escogitato questa « chiave » per la comprensione della matematica: - Nel XII secolo, quando un giovane era innamorato, rompeva la testa al primo uomo che incontrava in istrada. Ciò doveva provare che la sua ragazza era bella. Ma se l'uomo incontrato rompeva la testa a lui, era segno evidente che il primato della bellezza spettava alla ragazza di quell'altro. Dunque, conclude l'umorista, se A rompe la testa B, la ragazza di A è la più bella. Se B rompe la testa ad A, allora la più bella è la ragazza di B. Con un po' di simboli matematici tutto diventa chiaro, no?

zio Ruben

Li vedete? sono tre mobiletti eleganti di palissandro: una cassa acustica dalla linea allungata, un giradischi e un amplificatore ultrapiatto. Ecco il complesso, ultima creazione dell'alta fedeltà. Si chiama Bang & Olufsen — B&O per gli intenditori HI-FI — e arriva da Copenaghen; si distingue dalle apparecchiature simili per stile ed eleganza.
È finito ormai per l'alta fedeltà il tempo dei pionieri, quando gli appassionati acquistavano direttamente dalle fabbriche i componenti professionali per costruirsi gli apparecchi necessari a soddisfare le esigenze dei loro orecchi raffinati. Ringraziando il Cielo, oggi l'alta fedeltà non è più il limitato dominio degli espertissimi in elettronica. Ora basta premere il pulsante di un mobiletto di classe come questo Beomaster 1000 e all'istante, sia che ascoltiate un disco o la radio in modulazione di frequenza, vi trovate faccia a faccia con gli 80 professori d'orchestra della Filarmonica di Berlino. Il vostro vicino di casa potrebbe addirittura pensare che il celebre pianista Thelonius Monk in persona è vostro ospite. Ecco che cosa è l'alta fedeltà.

B&O iniziali di alta fedeltà

Suoni mai uditi

È una sensazione che rapisce. Anche l'orecchio meno preparato scopre un mondo nuovo. La musica vi sta attorno, diventa la vostra atmosfera. Dapprima non vi rendete conto del perché ciò avvenga. Ma poi vi rammentate che la gamma delle frequenze udibili dall'orecchio umano si estende da 20 a 18.000 periodi al secondo, e che il miglior apparecchio radio non rivela che le frequenze da 100 a 4500 periodi. Anche il riproduttore più perfezionato non restituisce la totalità delle frequenze registrate su un disco moderno, cioè da 25 a 20.000 periodi.
Dunque? ecco, dunque: nei dischi moderni esistono dei suoni che la maggior parte di noi non ha mai ascoltato. È come l'aver sempre guardato un quadro di Vermeer tenendo sul naso degli occhiali che lasciano passare soltanto due o tre colori, fino al giorno in cui gli occhiali cadono.
Immaginate qualcosa di simile, per i suoni, il giorno in cui ascoltate per la prima volta la musica con B&O. Stando soli, vi sentireste pronti a giurare di trovarvi al centro di un'orchestra. Non è raro fare un salto, la prima volta, ad un attacco orchestrale, tanto è reale la sensazione di presenza. Nel giradischi Beogram 1000 il braccio si posa sul disco con la leggerezza di un archetto su uno Stradivario.

Orecchie intelligenti

Volete distinguere, con gli occhi chiusi, un oboe da un clarinetto, un ottavino da un flauto, un violino da una viola? Non si nasce, fatte le eccezioni mozartiane, con l'orecchio finemente percettivo, ma con l'alta fedeltà si riesce a seguire le parti dei diversi strumenti. Dai vostri altoparlanti non esce più musica compressa, soffocata, confusa, ma escono Pleyel, il Bowl di Los Angeles, Newport e la Scala in tutte le loro estensioni. Musica dalle dimensioni naturali, nella quale vi è facile spaziare.

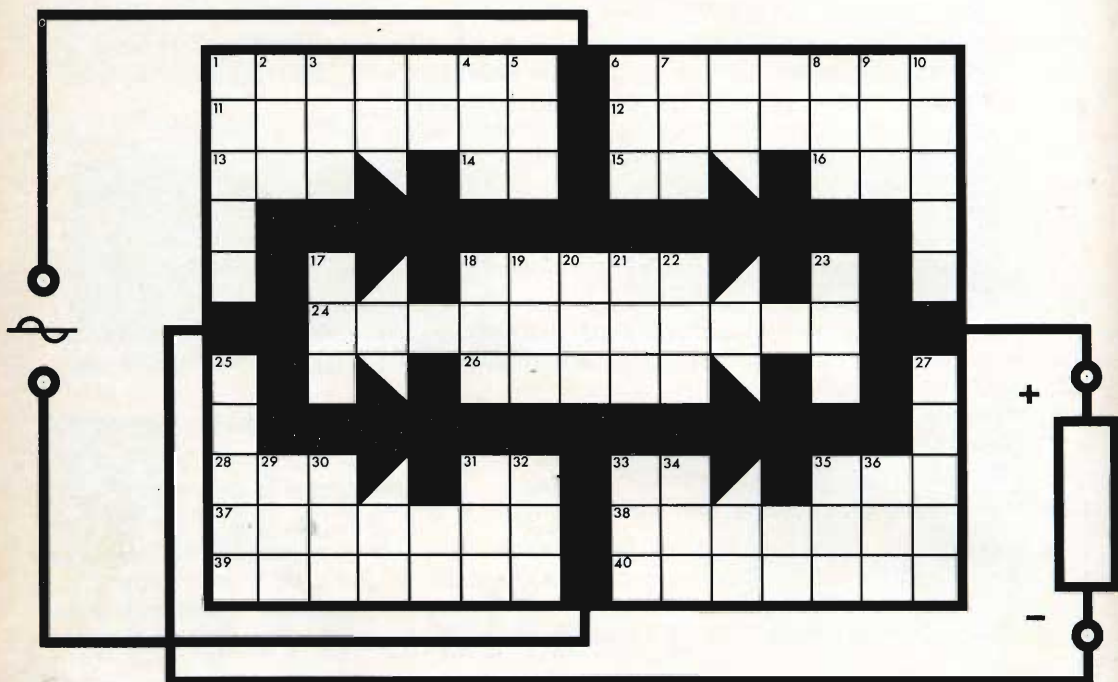
Vertice di archi ogivali

Mozart nel Flauto Magico, Paul Dukas nell'Apprendista Stregone, Ravel nel Bolero e Duke Ellington in Caravan diedero l'avvio ai loro pezzi col « pianissimo » proseguirono col « crescendo » e culminarono col « forte ». Dove andrebbero a finire codeste colorazioni sonore di capitale importanza con un riproduttore fonografico usuale, avesse pure due altoparlanti e 18 tasti?
L'ampio respiro della musica diventa un soffietto in un torace striminzito.
I passaggi più delicati vengono inghiottiti dai rumori di fondo, i toni più forti strapazzano gli altoparlanti e rovinano i suoni. Si livella, si pialla, con buona pace allo spirito di Wolfango Amedeo...
Dopo avere ascoltato un complesso B&O, null'altro riesce a soddisfare.
In esso non esiste il minimo rumore di fondo, né in modulazione di frequenza né coi dischi. Alla fine di una toccata par di sentire le ultime note dell'organo dileguare per la volta della chiesa. Nessuna distorsione a piena potenza, e tutta la riserva necessaria per accompagnare fedelmente le fluttuazioni d'intensità orchestrale.
È così che la musica palpita, piange, imperversa, vibra, vive, si dilata, mormora e s'intenerisce, fedele fino allo spasimo.

Non confondere stereofonia con Luci e Suoni

Si parla sovente di stereofonia ma la si ascolta poco. La stereofonia non è soltanto l'ascolto di una riproduzione musicale che esce da due altoparlanti separati, e nemmeno il far uscire i bassi da una parte e gli acuti dall'altra, come talvolta si sente in certi dischi; questa è falsa stereofonia, è il ping-pong dei cacciatori di suoni.
La stereofonia è una cosa più completa, perché essa tende a ricostruire il rilievo sonoro che noi sentiamo in natura per mezzo del nostro apparato uditivo, che all'esterno incomincia con le due orecchie. La stereofonia parte dal presupposto di due canali completi, perfettamente distinti. Alla registrazione: due microfoni e due solchi sul disco; alla riproduzione: due avvolgimenti sulla testina di lettura, due amplificatori e due casse acustiche. I due amplificatori sono riuniti nel Beomaster 1000 e la testina di lettura stereo del giradischi Beogram è una delle tre migliori che esistono al mondo.
Il risultato è che, chiudendo gli occhi, perdete il senso delle reali dimensioni della stanza in cui vi trovate, ma percepite nettissimamente le dimensioni della sala in cui avvenne la registrazione, mentre riuscite a collocare mentalmente i vari strumenti nei rispettivi posti occupati in orchestra.
Questa gamma B&O è conosciuta oggigiorno dai musicofili di tutto il mondo, o almeno da coloro che sanno distinguere i suoni che vale la pena di ascoltare da quelli che non vale la pena.
Se, mentre ascoltate, il direttore d'orchestra rompe la bacchetta, non spingete l'illusione che state vivendo fino a creder di vederne un pezzo cadere davanti a voi. Questo no, in stereo non succede. Almeno... non ancora!

IL RADDRIZZATORE A PONTE

CRUCIVERBA TECNICO

ORIZZONTALI

1) Più due, è il numero dei corpi semplici - 6) Può essere trasmittente o ricevente - 11) Corrente consumata - 12) Sono varie nel tester - 13) Il sistema adottato nella TVC - 14) Nota a 435 Hz. - 15) Simbolo dell'Erbio - 16) Simboli dell'Azoto e del Cromo - 18) Parlante, per la sintonia - 24) Sul n° 2/1968 a pag. 210 è riportato quello relativo al Gran Premio Sperimentare - 26) Rumori gradevoli - 28) Radio frequenza intermedia - 35) Si pronuncia così l'alta fedeltà - 37) Tensione Collettore - Emettitore in saturazione - 38) Oscillatore per amplificazione di corrente continua - 39) Dell'atomo - 40) Aria elettrizzata.

VERTICALI

1) Unità di attenuazione in telefonia - 2) Unità di tempo lavorativa - 3) Quasi ohm per ampère - 4) Sistema di circuiti logici a transistor - 5) A alla terza potenza - 6) Bobina che prende il nome dal suo nido - 7) Circuito logico a porta - 8) Simboli di Sodio e Azoto - 9) Termistore - 10) Antenna volante - 17) Associazione radiotecnica italiana - 18) Tre punti tre linee tre punti - 19) Simboli del Cloro e dell'Uranio - 20) Sigla del diodo al germanio zero - 21) Le consonanti dell'unità di flusso luminoso - 22) Associazione elettrotecnica italiana - 23) Tangente dell'arco complementare - 25) La si collega per protezione - 27) Conduttore ad anello - 29) Semiconduttori ad effetto di campo - 31) Metà d'un nucleo - 32) Fotoresistenza (dal basso all'alto) - 33) Suono riverberato - 34) Mille periodi - 35) Plurale del 6) verticale (dal basso all'alto) - 36) Transistor che funziona per effetto elettrostatico.

Per soddisfare le richieste di numerosi lettori, proseguiamo la pubblicazione delle tabelle di equivalenza forniteci dalle maggiori Case produttrici di semiconduttori.

EQUIVALENZE SEMICONDUTTORI

Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips
A10A	BYZ13	A90P	BYX33/1000	CG4-E	OA95
A10B	BYZ13	A183	AAY39	CK705	OA95
A10C	BYZ13	AM1	BYZ13	CK707	OA95
A10D	BYZ12	AM4	BYZ13	CK708	OA95
A10E	BYZ12	AM7	BYZ13	CK713A	OA95
A10M	BYZ12	AAY27	AAZ15	CK846	BYZ13
A10N	BYZ11	BY122	BYZ13	CK847	BYZ13
A10P	BYZ10	BY201	BYZ13	CK848	BYZ13
A40A	BYX20/200A	BY211	BYZ13	CK849	BYZ12
A40B	BYX20/200A	BY221	BYZ13	CK850	BYZ11
A40C	BYX13/400	BY251	BYZ13	CK851	BYZ11
A40D	BYX13/400	BY301	BYZ13	DP6	OA95
A40E	BYX13/600	BY311	BYZ13	DP6C	OA95
A40F	BYX13/200A	BY321	BYZ13	DR313	OA95
A40M	BYX13/600	BY351	BYZ13	DS1-800	BYZ10
A41A	BYX20/200RA	BY501	BYY22	DS2.5-800	BYZ10
A41B	BYX20/200RA	BY521	BYY22	DS10-400	BYY25
A41C	BYX13/400R	BY551	BYY22	DS10-600	BYY72
A41D	BYX13/400R	BY801	BYY22	DS10-800	BYY72-S
A41E	BYX13/600R	BY821	BYY22	DS20-400	BYX13/800R
A41F	BYX20/200RA	BY851	BYY22	DS20-600	BYX13/1200R
A41M	BYX13/600R	BYY19	BYZ10	DS20-800	BYX13/1600R
A44A	BYX20/200	BYY20	BYX21/200R	DS45-400	BYY16
A44B	BYX20/200	BYY21	BYX21/200	DS45-600	BYY78
A44F	BYX20/200	BYY88	BYZ13	DS60	OA95
A45A	BYX20/200R	BYY89	BYZ13	DS61	OA95
A45B	BYX20/200R	BYY90	BYZ12	DS61A	OA95
A45F	BYX20/200R	BYY91	BYZ11	DS62	OA95
A90B	BYX33/200	BYY92	BYZ10	DS200	BYX14/1200R
A90C	BYX33/400	BYY93	BYX14/800	DS604	OA95
A90D	BYX33/400	BYY94	BYX14/800R	DS611	OA95
A90E	BYX33/600	BYY95	BYX14/1200	DS621	OA95
A90M	BYX33/600	BYY96	BYX14/1200R	EC7E2	BYZ19
A90N	BYX33/800	CG1-6	OA95	EC14E2	BYZ19

Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips
EC21E2	BYZ18	G1006	BYZ13	GEX45/1	OA95
EC28E2	BYZ18	G1010	BYY22	GEX45/2	OA95
EC42E2	BYZ17	G2004	BYZ13	GEX54	OA95
EC56E2	BYZ16	G2006	BYZ13	GEX58	OA85P
EL7F4	BYZ19	G2010	BYY22	GEX540	AAZ13
EL14F4	BYZ19	G3006	BYZ13	GEX541	OA31
EL21F4	BYZ18	G3010	BYY22	GEX941	OA5
EL28F4	BYZ18	G4004	BYZ12	GEX942	OA5
EL42F4	BYZ17	G4006	BYZ12	GEX943	OA5
EL56F4	BYZ16	G4010	BYY67	GEX944	OA5
F12	BYZ13	G5006	BYZ12	GEX945	OA5
F22	BYZ13	G5010	BYY67	GEX946	OA5
F42	BYZ12	G6004	BYZ11	GEX951	OA7
F62	BYZ12	G6006	BYZ11	GEX952	OA7
F82	BYZ11	G6010	BYY67	GSD2	OA95
F102	BYZ10	G8004	BYZ11	GSD4/10	OA95
FB7G6	BYZ19	G8006	BYZ11	GSD4/12	OA95
FB14G6	BYZ19	G8010	BYY24	GSD5/6	OA95
FB21G6	BYZ18	G1104	BYZ10	GSD5/61	OA95
FB28G6	BYZ18	G1106	BYZ10	GSD5/62	OA95
FB42G6	BYZ17	G1110	BYY69	HB3L15	BYX13/400R
FB56G6	BYZ16	G1204	BYZ10	HB7L15	BYZ13/400R
FD3	OA9	G1206	BYZ10	HB14L15	BYX13/400R
FD4	OA5	G1210	BYY71	HB21L15	BYX13/600R
FD5	OA9	GA1	OA95	HB28L15	BYX13/800R
FD6	OA5	GD1E	OA95	HB35L15	BYX13/800R
FD7	OA5	GD1Q	OA95	HB42L15	BYX13/1000R
FD100	BAY38	GD2E	OA95	HB56L15	BYX13/1200R
FD300	BAY39	GD2Q	OA95	HD2053	OA95
G2	BYZ14	GD3E	OA95	HD2057	OA95
G2.5/9	OA95	GD4/E	OA95	HD2060	OA95
G4/10	OA95	GD4S	OA95	HD2063	OA95
G4/32	OA95	GD5E	OA95	HD6005	OA200
G5/6	OA95	GD8	OA95	IS131	OA205
G5/61	OA95	GD8E	OA5	JCV1	BYZ19
G5/161	OA95	GD7J10	BYY23	JCV2	BYZ19
G26	OA95	GD14J10	BYY23	JCV3	BYZ18
G48	OA95	GD21J10	BYY68	JCV4	BYZ18
G63	OA95	GD28J10	BYY25	JCV5	BYZ17
G67	OA95	GD42J10	BYY70	JCV6	BYZ17
G68	OA95	GD56J10	BYY72	JCV7	BYZ16
G69	OA95	GEX13	OA95	JCV10	BYZ16
G504	BYZ13	GEX23	OA95	KS560	BYZ14
G506	BYZ13	GEX24	OA95	KS1060	BYZ14
G510	BYY22	GEX34	OA95	KS2060	BYZ14
G1104	BYZ13	GEX44	OA95	KS3060	BYZ14

Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips
KS4060	BYZ14	MT84	BYX10	OA182	AAZ15
KS5060	BYY73	NB3T55	BYZ15	OA186	AAY11
KS8060	BYY73	NB7T55	BYZ15	OA250	BYX13/400
KS1160	BYY15	NB14T55	BYZ15	OA251	BYX13/400
KS1260	BYY75	NB21T55	BYY74	OA252	BYX13/400
LA3P25	BYZ15	NB28T55	BYY16	OA261	OA95
LA7P25	BYZ15	NB35T55	BYY16	OA266	OA95
LA14P25	BYZ15	NB42T55	BYY76	OA285	OA95
LA21P25	BYY74	NB56T55	BYY78	OY100	BYZ11
LA28P25	BYY16	OA6	AAZ15	OY5061	BYZ13
LA35P25	BYY16	OA10	AAZ12	OY5062	BYZ13
LA42P25	BYY76	OA41	AAY11	OY5063	BYZ12
LA56P25	BYY78	OA45	AAZ15	OY5064	BYZ12
M34A	OA95	OA48	AAZ17	OY5065	BYZ11
M38A	OA95	OA49	AAZ18	OY5066	BYZ11
M42	BYX10	OA50	OA95	OY5067	BYZ10
M54A	OA95	OA51	OA95	P8H	BYZ11
M56	OA95	OA52	OA95	P504	BYZ13
M62	BYX10	OA53	OA95	P506	BYZ13
M69	OA95	OA54	OA95	P510	BYY22
M70	OA95	OA55	OA95	P1004	BYZ13
M81	OA95	OA56	OA95	P1006	BYZ13
M82	BYX10	OA57	OA95	P1010	BYY22
M95	OA95	OA58	OA95	P1104	BYZ10
M102	OA95	OA61	OA95	P1106	BYZ10
M550	OA95	OA71	OA95	P1110	BYY69
M550A	OA95	OA73P	OA73P	P1204	BYZ10
M550B	OA95	OA74	OA95	P1206	BYZ10
M820	OA95	OA80/10	OA95	P1210	BYY71
M1230	OA95	OA81C	OA95	P2004	BYZ13
M3100	OA95	OA85P	OA85P	P2006	BYZ13
M6100	OA95	OA85	OA95	P2010	BYY22
MA5	BYZ13	OA85C	OA95	P3006	BYZ13
MD5	BYX33/200	OA86	AAY11	P3010	BYY22
MR322	BYX20/200	OA92	OA95	P4004	BYZ12
MR322R	BYX20/200R	OA96	OA95	P4006	BYZ12
MR323	BYX20/200	OA100/30	OA95	P4010	BYY67
MR323R	BYX20/200R	OA127	OA200	P5006	BYZ12
MR324	BYX20/200	OA128	OA200	P5010	BYY67
MR324R	BYX20/200R	OA129	OA202	P6004	BYZ11
MR1220FB	BYX14/400	OA130	OA202	P6006	BYZ11
MR1220FL	BYX14/400	OA150	OA95	P6010	BYY67
MR1220SB	BYX14/400	OA161	OA95	P8004	BYZ11
MR1220SL	BYX14/400	OA172	AAZ15	P8006	BYZ11
MT5	BYY22	OA174	OA95	P8010	BYY24
MT64	BYX10	OA180	AAZ15	PB3U110	BYX14/400R

Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips
PB7U110	BYX14/400R	SD30	OA200	SK2.5/02	BYZ19
PB14U110	BYX14/400R	SD32	BYZ13	SK2.5/06	BYZ18
PB21U110	BYX14/600R	SD50	OA200	SK2.5/10	BYZ17
PB28U110	BYX14/800R	SD80	OA202	SK2.5/12	BYZ16
PB35U110	BYX14/800R	SD202	OA202	SK5/01	BYY23
PB42U110	BYX14/1000R	SFD105/1	OA31	SK5/02	BYY23
PB56U110	BYX14/1200R	SFD105/2	OA31	SK5/06	BYY68
PHG1	OAP12	SFD106	OA31	SK5/10	BYY70
PS005	BYX10	SFD106/1	OA31	SK5/12	BYY72
R8H	BYY69	SFD106/2	OA31	SK10/01	BYY23
R520	BYX13/400	SFD107	AAY21	SK10/02	BYY23
R1020	BYX13/400	SFD108	AAZ15	SK10/06	BYY68
R2020	BYX13/400	SFD110	AAZ17	SK10/10	BYY70
R3020	BYX13/600	SFD112	AAZ15	SK10/12	BYY72
R4020	BYX13/600	SFD115	AAZ17	SK25/01	BYX13/400R
RL31	OA95	SFD122	AAZ18	SK25/02	BYX13/400R
RL32	OA95	SGS180	OA200	SK25/06	BYX13/600R
RL34	OA95	Si01E	BYZ19	SK25/10	BYX13/1000R
RL43	OA95	Si01G	BYZ18	SK25/12	BYX13/1200R
RL44	OA95	Si01K	BYZ17	SK25/S	BYX13/600R
RL143	OA95	Si01N	BYZ16	SK35/01	BYZ15
RL247	2-OA95	Si03E	BYZ19	SK35/02	BYZ15
RN515	BYX13/400	Si03G	BYZ17	SK35/06	BYY74
RN820	BYX13/800	Si03K	BYZ16	SK35/10	BYY76
RN1015	BYX13/400	Si11E	BYY23	SK35/12	BYY78
RN1115	BYX13/800	Si11G	BYY25	SK35/S	BYY16
RN1120	BYX13/1000	Si11K	BYY72	SK65/01	BYX32/200
RN2015	BYX13/400	Si21E	BYX13/400R	SK65/02	BYX32/200
RN3015	BYX13/400	Si21G	BYX13/800R	SK65/06	BYX32/600
RN4015	BYX13/600	Si21K	BYX13/1200R	SK65/10	BYX32/1000
RN6015	BYX13/600	Si42E	BYX15	SK65/12	BYX32/1200
RN8015	BYX13/800	Si42G	BYY16	SK65/S	BYX32/600
S37	BYZ13	Si42K	BYY78	SK100/01	BYX14/400R
S38	BYZ13	Si91E	BYX14/400R	SK100/02	BYX14/400R
S50	BYZ13	Si91G	BYX14/800R	SK100/06	BYX14/600R
S506	BYZ14	Si91K	BYX14/1200R	SK100/10	BYX14/1000R
S1006	BYZ14	SK0.9/02	BYZ19	SK100/12	BYX14/1200R
S2006	BYZ14	SK0.9/06	BYZ18	SK100/S	BYX14/600R
S3006	BYZ14	SK0.9/10	BYZ17	SSiC0540	BYZ12
S4006	BYY73	SK0.9/12	BYZ16	SSiC0575	BYZ10
S5006	BYY73	SK1/01	BYZ19	SSiC11-10	BYZ19
S6006	BYY73	SK1/02	BYZ19	SSiC11-20	BYZ19
SD4	BYZ12	SK1/06	BYZ18	SSiC11-40	BYZ18
SD5	OA200	SK1/10	BYZ17	SSiC11-60	BYZ17
SD7	OA200	SK1/12	BYZ16	SSiC11-80	BYZ16
SD15	OA200	SK2.5/01	BYZ19	SSiC12-10	BYZ19

Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips	Tipo	Corrispon. Philips
SSiC12-20	BYZ19	SSiK02-20	BYX32/400	T35	BYX33/1000
SSiC12-40	BYZ18	SSiK02-40	BYX32/800	TFR105	BYZ13
SSiC12-60	BYZ17	SSiK02-60	BYX32/1000	TFR305	BYZ13
SSiC12-80	BYZ16	SSiL05-20	BYX14/400R	TFR605	BYZ13
SSiC13-10	BYZ19	SSiL05-40	BYX14/800R	TH15MN	BYX20/200
SSiC13-20	BYZ19	SSiL05-60	BYX14/1200R	THi5MR	BYX20/200R
SSiC13-40	BYZ18	SSiL05-70	BYX14/1600R	THi6MN	BYX20/200
SSiC13-60	BYZ17	ST1	BYX14/400	THI6MR	BYX20/200R
SSiC13-80	BYZ16	ST2	BYX14/400	THI7MN	BYX13/400
SSiE02-20	BYY23	ST3	BYX14/800	THI7MR	BYX13/400R
SSiE02-40	BYY25	ST4	BYX14/1000	THI8MN	BYX13/600
SSiE02-60	BYY72	ST5	BYX14/1200	THI8MR	BYX13/600R
SSiE03-05	BYX20/200R	SX751	BYZ13	THi9MN	BYX13/800
SSiE04-05	BYY20/200	SX751R	BYZ19	THi9MR	BYX13/800R
SSiE08-20	BYY23	SX752	BYZ13	THP39	BYY22
SSiE08-40	BYY25	SX752R	BYZ19	THP40	BYY22
SSiE08-60	BYY72	SX753	BYZ12	THP42	BYY22
SSiE11-05	BYX20/200	SX753R	BYZ18	THP63	BYY67
SSiE11-10	BYX20/200	SX754	BYZ12	THP98	BYX32/200
SSiE12-05	BYX20/200R	SX754R	BYZ18	THP99	BYX32/200
SSiE12-10	BYX20/200R	T12G	AAZ15	THP100	BYX32/400
SSiF02-20	BYX13/400R	T21	BYX14/400	TP50	OAP12
SSiF02-40	BYX13/800R	T22	BYX14/400	V7E	BAY66
SSiF02-60	BYX13/1200R	T23	BYX14/800	V20	BAY66
SSiF03-20	BYX13/400R	T24	BYX14/1000	X10B1	BYZ13
SSiF03-40	BYX13/800R	T25	BYX14/1200	X10B2	BYZ13
SSiF03-60	BYX13/1200R	T31	BYX33/200	X10B3	BYZ12
SSiH02-20	BYZ15	T32	BYX33/400	X10B4	BYZ11
SSiH02-40	BYY16	T33	BYX33/600	X10B5	BYZ10
SSiH02-60	BYY78	T34	BYX33/800	X10B6	BYZ10

RECENSIONE

D. COLAPIETRO - TECNOLOGIA GENERALE, pagine 256, figure 128. Edizioni scientifiche SIDEREA. Prezzo L. 2.800.

Con questo volume, che completa i due precedenti sulla Tecnologia dei componenti elettronici, l'autore, che è insegnante presso l'Istituto Tecnico E. Fermi di Roma e funzionario di un grande ente di radiocomunicazioni, ha voluto realizzare un'opera che fosse conforme ai vigenti programmi ministeriali per gli allievi periti industriali per la specializzazione in elettronica e telecomunicazioni ed utile a tutti i tecnici che desiderino ampliare la loro conoscenza sui materiali usati nelle moderne costruzioni elettroniche.
La prima parte del volume è dedicata allo studio della struttura dei materiali e delle loro proprietà; nella seconda parte sono stati presi in esame i materiali metallici e non metallici buoni conduttori di elettricità, i materiali isolanti e le loro caratteristiche dielettriche ed i materiali ferromagnetici. La terza parte, infine, è dedicata alla lavorazione dei materiali, ai sistemi di saldatura ed ai vari trattamenti.
Consigliamo l'acquisto di questo volume a tutti i nostri lettori che abbiano una preparazione matematica corrispondente a quella propria delle scuole medie superiori.

Alta Fedeltà Lenco

L'alto livello produttivo dell'industria svizzera di precisione, una elevata qualità tecnica e una assoluta razionalità formale sono le principali caratteristiche dei giradischi Lenco che, costruiti in una vasta gamma di tipi, sono in grado di soddisfare ogni esigenza.

L 77 Hi-Fi stereo superprofessionale

Giradischi a 4 velocità costruito per l'amatore più esigente. La piastra di montaggio è in acciaio. Il piatto, in lega antimagnetica, ha un diametro di mm 300 e un peso di kg 3,7.
Il braccio, il cui corpo poggia verticalmente su cuscinetti a sfere radiali di precisione e orizzontalmente su due piani autoregolabili a scorrimento è in equilibrio statico e dinamico. La pressione di lettura può essere regolata con assoluta precisione da 0 a 8 g.

Il braccio è provvisto di un dispositivo ad ammortizzamento idraulico per la posa e il sollevamento del disco che assicura la massima durata della puntina e del disco stesso.
La testa del braccio sfilabile permette il montaggio di qualsiasi tipo di testina.
Velocità di rotazione regolabile in continuità da 30 a 80 giri/min con posizioni fisse a 16, 33, 45 e 78 giri.
È dotato di un cambiatensioni per 115 V, 145 V e 220 V /50 Hz.
Dimensioni della piastra: mm 385 x 330.

Lenco

Lenco Italiana Spa
Via del Guazzatore 225
Osimo (Ancona)